radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bericht von der Leipziger Herbstmesse

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

OKTOBER 1962 **20**





AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj“ Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

UNSERE LESER SCHREIBEN

... Ich empfange das Programm von „ČS-TELEVICE" am nordwestlichen Stadtrand von Karl-Marx-Stadt auf den CCIR-Kanälen 10, 6 und 5. Der Sender im Kanal 10 befindet sich auf dem 1244 m hohen Keilberg unweit von Jachymov (Joachimsthal). Die Polarisation ist horizontal, die Leistung 400 W (Bild) und 100 W (Ton). Außerdem existiert ein Umsetzer in Most (Brüx) mit vertikaler Polarisation und einer Leistung von 100 W (CCIR-Kanal 11).

Der Tonempfang geschieht folgendermaßen: Von der Anode der Videoendstufe gelangt das Signal über einen Kondensator von 10 pF zum Antenneneingang eines KW-Supers, dessen Demodulator für AM und FM umschaltbar ist. Allerdings mußten die ZF-Bandfilter des KW-Empfängers etwas verstimmt werden. (Die Leistungseinbuße des Gerätes bei KW-AM-Empfang ist kaum spürbar.) Der Empfänger wird dann je nach Norm auf 5,5 bzw. 6,5 MHz abgestimmt. Es ist mit dieser Methode ein Tonempfang nach dem Intercarrierverfahren von allen Fernsehnormen möglich. Die erreichte Empfindlichkeit und Qualität des Tonempfanges sind normalen TV-Ton-Empfängern weit überlegen. Besonders bei geringen Feldstärken zeigen sich die Vorteile dieses Verfahrens.

Vielleicht äußern Sie einmal Ihre Meinung dazu?

F. W., Karl-Marx-Stadt

Wir danken Ihnen für Ihre Mitteilungen über die CSSR-Fernsehfrequenzumsetzer. Ihre Methode, den Begleitton der OIRT-Sender mit einem KW-Empfänger zu empfangen, ist uns auch von anderen Amateuren bekannt. Technisch ist absolut nichts dagegen einzuwenden. (Warum mußten Sie eigentlich die ZF-Bandfilter im KW-Empfänger verstimmen? Lag ein störender Rundfunksender auf der Spiegelfrequenz?) Natürlich erfordert das Verfahren einen gewissen Aufwand. Einfacher ist es, vor den DF-Verstärker des Fernsehempfängers einen zweiten Überlagerer mit der Hilfsfrequenz 13 MHz arbeiten zu lassen [siehe auch Heft 24 (1956) S. 744 ··· 746]. Wenn Sie sich den entsprechenden Umbau zutrauen, raten wir Ihnen zu dieser Lösung.

*

Da ich unter sehr schlechten Bedingungen am FM-Empfang teilnehmen kann (Mittelsuper bei örtlich ungünstiger Lage), als Tonbandamateur aber auf den FM-Empfang angewiesen bin, wende ich mich mit der Bitte an Sie, mir eine Schaltung für einen empfindlichen FM-Empfänger zu übermitteln. Als Tuner steht mir ein U 3 (2 × 6 AC 7), für die ZF-Verstärkung die Röhren 1 × EF 85; 2 × EF 80 und 2 × EF 89; für die ZF-Gleichrichtung eine EAA 91 und für die NF-Verstärkung die Röhren ECC 81, EF 86 und EL 84 zur Verfügung.

H. G., Lauchhammer 1

Die letzte Bauanleitung für einen FM-Super veröffentlichten wir im Heft 21 (1961) S. 669 ··· 672, vorher erschien u. a. eine Bauanleitung für einen FM-Super im Heft 17 (1960) S. 541 ··· 544. Wir veröffentlichten in den letzten Jahren durchschnittlich eine derartige Schaltung pro Jahr (was übrigens nach Ansicht vieler Leute schon zuviel ist). Leider aber sind wir nicht in der Lage, Bauanleitungen „nach Maß" anzufertigen. Dazu haben wir wirklich nicht die Möglichkeiten, und das haben wir auch bereits des öfteren in der Zeitschrift bekanntgegeben.

Sie haben also die Wahl: Entweder bauen Sie eine der zahlreichen bewährten Bauanleitungen nach, oder Sie versuchen allein Ihr Glück — vielleicht kommt dabei eine Bauanleitung für uns heraus? In beiden Fällen: Viel Erfolg!

*

... Ich möchte eine Frage an Sie richten: Bei Tonbandgeräten ist es doch i. a. so, daß die Bandspulen über Rutschkupplungen mitgenommen werden. Der Grad der Mitnahme wird durch das Gewicht der Bandspule bestimmt. Deshalb müssen die Bandspulen ja auch waagerecht liegen.

Es gibt doch aber auch Tonbandgeräte, bei denen die Bandspulen senkrecht stehen. Nun interessiert es mich, wie man trotzdem eine konstante Bandgeschwindigkeit bei straffem Auf- und Abwickeln erreicht.

L. P., Bernburg/Saale

Es gibt verschiedene Methoden hierfür. Alle großen Studiomaschinen arbeiten mit drei Motoren: Je einer für den vorderen bzw. hinteren Bandteller und einen für die Bandbewegung. Der letztgenannte Motor (Synchronmotor, selbstanlaufend) ist allein für die Bandgeschwindigkeit und deren Einhaltung verantwortlich. Die beiden anderen Motoren dienen nur dazu, das Band straff zu halten und aufzuwickeln. Sie sehen, daß das von Ihnen beschriebene Prinzip nicht das einzige ist! Es gibt sogar noch andere für die Rutschkupplungen unter den Bandtellern bei Einmotormaschinen.

*

In Nr. 12 schreiben Sie auf eine Anfrage auf der Leserbriefseite „Ein einzelnes Studium über Halbleiter gibt es nicht". Das stimmt nicht. Ich studiere Halbleitertechnik (sechs Semester) als Hauptfachrichtung an der Ingenieurschule Mittweida.

M. E., Roßlau/Elbe

Wir danken Ihnen für die Mitteilung, daß es in Mittweida ein Studienfach „Halbleitertechnik" gibt. Uns ist dies neu, und wir werden gern Ihre Mitteilung als Ergänzung der falschen Antwort auf der Leserbriefseite veröffentlichen.

*

... Vor einiger Zeit empfing ich bei Bekannten auf Rügen auf UKW einen dänischen Sender. Um welchen Sender kann es sich da handeln?

B. G., Stralsund

Ohne Angabe der Frequenz können wir diese Frage kaum beantworten. Wahrscheinlich war es der Sender Bornholm auf 99,3 MHz oder 94,5 MHz. Beide senden mit 30 kW Strahlungsleistung.



Titelbild:
Unser Titelbild? Natürlich „Varna", der neue geschmackvolle Kleinsuper des VEB Stern-Radio Sonneberg. ... Die junge Dame? Sie will Ihnen nur helfen, sich auf das Gerät zu konzentrieren!
Foto: Geil/Kirchner

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Die HF-Verstärkerstufe im VHF-Empfänger
- Einige Methoden zum Unterdrücken des Einschaltbrummens beim TV-Empfang
- Sowjetischer UKW-Transistorempfänger „Ausma"
- Ein Pegelkontrollgerät für Transistor-NF-Verstärkeranlagen zum Selbstbau
- Vorteile, Grenzen und Geräte der Wobbelmeßtechnik



▼ **Fernsehkolben** und andere Glaserzeugnisse können künftig mit einem Spezialkleber „geleimt" werden. Das bisherige, mit viel Ausschuß und Aufwand verbundene Verschweißen der Glasteile wird dadurch überflüssig. Das neue Klebeverfahren stellt eine umwälzende Neuerung für die Glasindustrie der DDR dar.

▼ **In Griechenland** sind für 1963 Versuchsfernsehsendungen geplant.

▼ **Die erste Fernsehgerätefabrik** Ägyptens hat in Dar-El-Salam die Fertigung aufgenommen.

▼ **Dem Betriebskollektiv des VEB Spurenmetall** gelang es im I. Quartal dieses Jahres, Gallium, ein wichtiges Grundmaterial für die Fertigung von Halbleiterbauelementen, mit einer Reinheit von 99,9999% herzustellen. Mitte September konnte bereits die diesjährige Plankennziffer für die Gewinnung von Gallium mit 104,8% erfüllt werden.

▼ **Die ungarische Industrieproduktion** ist nach Angaben des ungarischen Statistischen Zentralamtes im ersten Halbjahr 1962 um 8% gegenüber der Vergleichszeit des Vorjahres gestiegen. Die Zuwachsrate in % im 1. Halbjahr betrug dabei bei Rundfunkgeräten 12% und bei TV-Empfängern 23%.

▼ Unter dem Namen **Institute of Electrical and Electronic Engineers** IEEE werden sich ab 1. 1. 1963 die amerikanischen Ingenieur-Gesellschaften IRE und AIEE vereinigen.

▼ **Die dänische Regierung** hat am 16. August das in internationalen Gewässern operierende Schiff „Lucky Star" entern und in einen dänischen Hafen schleppen lassen, weil der auf dem Schiff befindliche „Radio Merkur" die seit dem 1. 8. 1962 verbotene Funkwerbung am 13. 8. erneut aufgenommen hatte.

▼ **Radio Veronika**, der vor der holländischen Küste schwimmende Werbesender, will seine Leistung verstärken und auch in deutsch und englisch senden.

▼ **Dem Deutschen Fernsehfunk** stehen neben dem umfangreichen Studiokomplex in Berlin-Adlershof auch drei Atelierhallen in Berlin-Johannisthal zur Verfügung. Dort werden vor allem Fernsehfilme und große Unterhaltungssendungen produziert.

▼ **Die Firma Marconi** hat auf dem Kristallpalast in London eine Fernsehantenne für das Band IV montiert, die neuartig konstruiert ist. Es handelt sich um einen horizontal polarisierten Rundstrahler mit besonders hohem Antennengewinn. Die Anordnung besteht aus 80 Elementen von übereinander angeordneten Dipolen als Endstrahler, die winkelartig an den Kanten des Turmes angebracht sind. Die Bandbreite der neuen Antenne ist insofern besonders bemerkenswert, als sie bei einfachster Montage den Betrieb von mehreren Fernsehkanälen erlaubt.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 7 und 8 (1962) entnahmen wir folgende Hinweise:
Literatur über die Radioisotopenanwendung (DK: 620.179.18).
Lit.-Nr. 7. Titelanzahl: 11. Berichtsz.: 1960-61. Nur Zeitschriftenaufsätze.
Hrsg.: Hochschule f. Maschinenbau. Bibliothek/TWA. Karl-Marx-Stadt, Str. d. Nationen 62.
Literatur über organische Halbleiter.
Titelanzahl: 15. Berichtsz.: 1957—61.
Hrsg.: Inst. f. Halbleitertechnik. Dokumentation. Berlin-Teltow, Elbestr. 2.
Literatur über Zuverlässigkeit und Lebensdauer von elektronischen Bauelementen und Geräten.
Titelanzahl: 144. Berichtsz.: 1953—61. Nur Zeitschriftenaufsätze. Hrsg.: Universitätsbibliothek, Leipzig C 1, Beethovenstr. 6.
Literatur über Festkörper-Schaltkreise (DK: 621.3.049.002).
Lit.-Nr.: 18/62. Titelanzahl: 20.
Hrsg.: Inst. f. Dokumentation. Bereich Information. Berlin N 4, Chausseestr. 13.
Literatur über Nachrichten- und Fernsprechtechnik. Grundlagen, Bauelemente, Relais und Schaltungen insbes. für Nebenstellenanlagen.
Titelanzahl: 152. Berichtsz.: 1945—62. Nur Monographien.
Hrsg.: Deutsche Bücherei. Abt. Auskunft. Leipzig C 1, Deutscher Platz.
Interessenten haben die Möglichkeit, die angeführten Literaturzusammenstellungen gegen eine Gebühr bei der jeweils angegebenen Institution als Abschrift oder Fotokopie zu bestellen.

Spezialkabel zur Erzielung von Verzögerungseffekten

Für die Verwendung in elektronischen Geräten, für Meßzwecke und für Apparate der Kernphysik stellt das Kabelwerk Hackethal in Hannover die sogenannten Delax-Kabel her (Delax = delay line-coaxial). Mit diesem Kabel lassen sich elektrische Signale um eine genau definierte Zeit verzögern. Verfügbar sind zur Zeit fünf verschiedene Typen mit spezifischen Verzögerungszeiten zwischen 0,26 und 3,5 μs/m. Der Wellenwiderstand der Kabel liegt zwischen 1,5 und 3,8 kΩ. Die erzielbaren Verzögerungen lassen sich von Bruchteilen einer Mikrosekunde (mit sehr kurzen Kabelstücken) bis zu 20 μs (mit Stücken von mehreren Metern Länge) variieren. Innerhalb dieser Grenzen kann jede gewünschte Verzögerungszeit eingestellt werden, indem eine passende Länge des Kabels verwendet wird. Die Kabel sind für Frequenzspektren bis zu 30 MHz geeignet. Für kleine Verzögerungszeiten können sie auch ohne weiteres bis zu Frequenzen von über 50 MHz verwendet werden.
Das hervorstechendste Merkmal der Delax-Kabel ist der homogene und sehr biegsame magnetisierbare Kern, auf den der Innenleiter aufgewickelt ist und der die spezifische Laufzeit und den Wellenwiderstand gegenüber früheren Entwicklungen erheblich erhöht. Der Aufbau des Kerns setzt die Übertragungsverluste stark herab. Beim Arbeiten mit Impulsen erreicht man daher sehr kurze Anstiegszeiten. Trotz ihres verhältnismäßig komplizierten Aufbaus ist die Biegsamkeit der Delax-Kabel genauso groß wie bei normalen Koaxialkabeln. Sie lassen sich daher zu kleinen Wickeln aufgerollt sehr einfach in elektronische Geräte einbauen.

Ersatz der Boosterdioden EY 81 und PY 81 durch die EY 88 und PY 88

In den Horizontalablenkstufen von Fernsehempfängern hat sich die Verwendung von Boosterdioden zur Energierückgewinnung seit langem allgemein durchgesetzt.
Für die Fernsehgeräte mit Bildröhren mit 70° Ablenkwinkel wurden hierfür die Röhren EY 81 in Wechselstromgeräten und die PY 81 in Allstromgeräten verwendet, die im allgemeinen ausreichende zulässige Maximalwerte in bezug auf den Spitzenstrom und die Sperrspannung haben.
Mit der Entwicklung der Bildröhren mit 110° Ablenkwinkel wurde die Entwicklung einer neuen Boosterdiode notwendig, die mit der E/PY 88 auf den Markt kam.
In der folgenden Tabelle werden die wichtigsten Daten der beiden Typen aufgeführt:

	EY 81	PY 81	EY 88	PY 88
U_f	6,3 V	≈ 17 V	6,3 V	≈ 30 V
I_f	≈ 0,82 A	0,3 A	≈ 1,45 A	0,3 A
$I_{a\,max}$	150 mA		220 mA	
$I_{as\,max}$	450 mA		550 mA	
$N_{a\,max}$	3,5 W		5 W	
$U_{ak\,s\,max}$	5,0 kV		6,0 kV	
$U_{ak\,s\,abs\,max}$	5,6 kV		7,5 kV	

Die E/PY 88 läßt höhere Ströme und Spannungen zu, benötigt dafür aber auch eine größere Heizleistung.
Nachdem nun seit zwei Jahren alle Fernsehgeräte mit der E/PY 88 bestückt werden, hat es sich gezeigt, daß es vorteilhaft ist, auch zur Ersatzbestückung für ältere Geräte statt der E/PY 81 die E/PY 88 zu verwenden. Für den Kunden entsteht dadurch der Vorteil einer größeren Reserve in der durch verschiedene Einflüsse im Verhältnis zu anderen Stufen des Fernsehgerätes immer etwas anfälligeren Zeilenablenkstufe. Im Herstellerwerk kann durch die Fertigung größerer Stückzahlen des moderneren Typs eine bessere Arbeitsproduktivität erreicht werden.

Eine genauere Betrachtung der in Gebrauch befindlichen Fernsehempfänger mit der EY 81 ergab, daß in folgenden Geräten ohne irgendwelche Änderungen die Röhre EY 88 verwendet werden kann:

Rubens, Claudia, Dürer, Format, Clivia, Derby, Carmen, Cabinet, Cranach, Forum, Atelier, Rekord.

Im Gerät Rekord II wurde anfangs noch eine speziell geprüfte EY 81 mit Stempel:

Rekord II

eingesetzt, da die EY 88 damals noch nicht in Serie lief. In diesem Gerät darf als Ersatz keinesfalls eine EY 81, sondern es muß die EY 88 verwendet werden.
In den Allstromgeräten, in denen die PY 81 verwendet wurde, ist ein Ersatz durch die PY 88 ebenfalls zu empfehlen. In diesem Fall ist es allerdings nicht möglich, die PY 88 einfach anstelle der PY 81 einzusetzen, weil der größere Heizspannungsbedarf der PY 88 zur Unterheizung des Serienheizkreises führen würde. Daher muß der Vorwiderstand im Heizkreis überbrückt bzw. verkleinert werden, wie die untenstehende Tabelle zeigt, während der Heißleiter in jedem Fall unverändert bleibt.
Die neuen Widerstandswerte in der letzten Spalte wurden aus den Nennspannungen der Röhren und der Heißleiter berechnet. Die unterschiedlichen Werte der bisherigen Widerstände in der vorletzten Spalte kommen zum Teil dadurch zustande, daß Abgleichwiderstände mit Schellen verwendet werden, die vom Werk auf den richtigen Heizstrom von 300 mA eingestellt wurden. In diesen Fällen ist ein Ersatz der PY 81 durch die PY 88 relativ einfach.
In jedem Falle ist es empfehlenswert, nicht nur den Vorwiderstand auf den Nennwert einzustellen, sondern den Heizkreis nach Durchführung der Änderungen bei der vorgegebenen Betriebsnennspannung auf den Heizstrom von 300 mA einzuregeln.

Gerät	Hersteller	Vorwiderstand	bisher	neu
Rubens (Allstrom)	Rafena	W_{201}	50 Ω	entfällt
Iris, Patriot	FSW Staßfurt	W_{116}	123 Ω	80 Ω
Weißensee	Stern-Radio Berlin	R_{55}	300 Ω	200 Ω
Alex	Stern-Radio Berlin	R_{65}	300 Ω	160 Ω
Berolina	Stern-Radio Berlin	R_{002}	220 Ω	180 Ω
Nordlicht	Elbia		200 Ω	80 Ω

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 2. OKTOBERHEFT 20 1962

Loran-Verfahren

HORST LIESEGANG und GÜNTER SCHWARZE

Moderne Navigationsverfahren und Landehilfen im Luftverkehr

Seit Ende des 2. Weltkrieges nahm der zivile Luftverkehr einen gewaltigen Aufschwung. Wesentliche Steigerungen wurden vor allem in folgenden Punkten erreicht:

Fluggeschwindigkeit
Zuverlässigkeit
Regelmäßigkeit
Streckennetz
Verkehrsdichte

Während beispielsweise vor 1939 noch kein regelmäßiger Transatlantikverkehr bestand, bot man 1960 bereits 13000 Plätze wöchentlich allein für die Nordatlantikrouten an. Nicht weniger beeindruckend sind die Leistungen auf den großen Binnenlinien, z. B. in der Sowjetunion oder in den USA. Eine der Grundlagen für diese enorme Entwicklung bildete der Ausbau der Flugsicherung. Sie hat zwei Hauptaufgaben zu erfüllen:

1. Bereitstellung von Informationen für den Piloten, um ihm das Einhalten bestimmter vorgegebener Bedingungen zu ermöglichen (Kurs, Flughöhe, Zeit, Abstand zu anderen Luftfahrzeugen).
2. Überwachung von Flugzeugbewegungen in den sogenannten kontrollierten Lufträumen.

Die elektronischen Hilfsmittel, deren sich die Flugsicherung bedient, lassen sich in vier Gruppen unterteilen:

1. Anlagen zur Navigation auf der Strecke
2. Anlagen zur Navigation für Endanflug und Landung
3. Anlagen für den Nachrichtenverkehr Boden-Bord und Bord-Boden
4. Drahtgebundene Nachrichtenmittel

Im folgenden sollen nur die ersten zwei Gruppen behandelt werden, da sie für den Luftverkehr charakteristisch sind.

Anlagen zur Streckennavigation

Die Navigationsmittel dienen dazu, der Flugzeugbesatzung laufend Informationen über Grundgeschwindigkeit, Abdrift und Standort zu liefern. Der Standort ergibt sich als Schnittpunkt zweier oder mehrerer Standlinien. Die Funkortung kann vier geometrisch verschiedene Standlinien bereitstellen: Gerade, Kreis, Hyperbel, Ellipse. Folgende Kombinationen sind gebräuchlich:

a) Gerade + Gerade
b) Hyperbel + Hyperbel
c) Gerade + Kreis

Gerade + Gerade

Geraden erhält man in der Funkortung durch Anpeilung von Funksendern. Dazu existieren einige technische Varianten. Diese Verfahren sollen hier im allgemeinen Teil jedoch nicht eingehender behandelt werden, da ihre Grundlagen als bekannt vorausgesetzt werden dürfen. Auf ein spezielles System (VOR) wird weiter unten eingegangen werden (s. d.).

Hyperbel + Hyperbel

Hyperbel sind die geometrischen Orte aller Punkte, für die die Differenz der Entfernungen zu zwei Festpunkten jeweils konstant ist. Bildet man diese Festpunkte (Brennpunkte) als hochfrequente Strahlungsquellen aus, dann bestehen zwei Möglichkeiten der Auswertung:

1. Es werden Impulse abgestrahlt. Dann kann die Entfernungsdifferenz zu einem Ortungspunkt mittels einer Laufzeitmessung bestimmt werden. Die Linien bestimmter konstanter Laufzeitdifferenz stellen somit die Hyperbeln dar. Zur Standortbestimmung sind demnach mindestens zwei derartige Hyperbelscharen notwendig, herrührend von insgesamt vier Funksendern.

2. Es werden kontinuierlich Wellen einer bestimmten Frequenz und Phasenzuordnung abgestrahlt. Dann können die Entfernungen und Entfernungsdifferenzen in Wellenlängen oder Phasenwinkeln angegeben werden. Hier wird also die Hyperbelschar von Linien gleicher Phasenlage gebildet. Für die Festlegung eines Standortes gilt natürlich wieder das gleiche wie unter 1.

Zur näheren Erläuterung zeigt Bild 1 ein Hyperbelfeld. Die Hyperbel, die die Grundlinie (Basis) halbiert, ist zu einer Geraden entartet und bezeichnet die Entfernungsdifferenz Null. Zwischen ihr und den beiden Brennpunkten liegen beliebig viele Hyperbeln, die jeweils in Abständen von $\lambda/2$ gleichphasig sind, d. h., in dieser Spanne durcheilt der Phasenwinkel 360°. Daraus ergibt sich eine Mehrdeutigkeit, da ein beliebiger Winkel nicht von einem anderen unterschieden werden kann, der um ein ganzzahliges Vielfaches von 360° größer ist. Soll mit der Methode der Phasenmessung nun die Hyperbel ermittelt werden, auf der sich ein Flugzeug in P befindet, so muß zunächst mit anderen Mitteln festgestellt werden, zwischen welchen „Nullhyperbeln" man sich befindet. Es ist eine sogenannte Grobortung notwendig. Dagegen liefert das Impulsverfahren mit Laufzeitmessung stets eindeutige Werte, da jeder Hyperbel eine andere Laufzeit zugeordnet ist, also keine periodische Wiederholung vorliegt. Die gesuchte Hyperbel ergibt sich eindeutig aus der zugehörigen Wegdifferenz mit $a \cdot c \cdot T$, wobei c die Lichtgeschwindigkeit, T die Periodendauer und a einen Zahlenfaktor bedeutet. Aus Bild 1 ist weiterhin zu ersehen, daß sich die Genauigkeit der Ortung mit wachsendem Abstand von der Basis trotz gleichbleibender Genauigkeit der Phasen- bzw. Laufzeitmessung wegen der ungünstiger werdenden Schnittwinkel zwangsläufig verschlechtert.

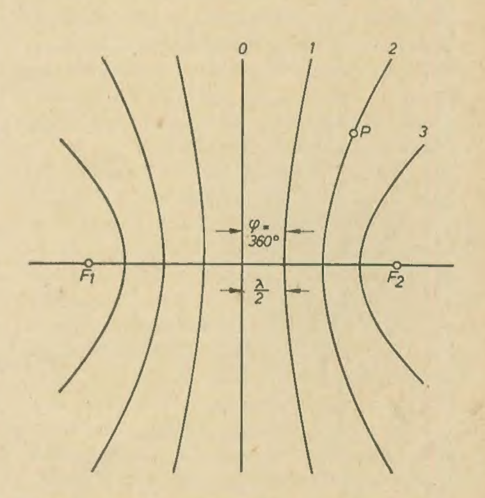


Bild 1: Hyperbelnavigation

Gerade + Kreis

Das Gegenstück zu den Navigationssystemen mit Hyperbeln bilden die sogenannten ϱ-θ-

Verfahren (Rho-Theta-). Dabei wird mit dem Winkel θ (Azimut) die Richtung und mit ϱ die Entfernung zu einem Festpunkt bestimmt (Bild 2). Obwohl dieses Prinzip bestechend einfach erscheint, ergeben sich bei der praktischen Ausführung Schwierigkeiten, die es verhinderten, daß dieses Verfahren trotz seiner zahlreichen Verfechter als Standard (zumindest für den Luftverkehr der westlichen Länder) erklärt wurde.

Anlagen zur Navigation für Endanflug und Landung

Die im modernen Luftverkehr eingesetzten Anlagen sind das Instrumenten-Lande-System ILS und das Radar-Landesystem GCA. Bei beiden handelt es sich jedoch um keine sogenannten Blindlandeverfahren, sondern lediglich um Landehilfen, z. B. bei schlechtem Wetter. Je nach den einzelnen Bedingungen

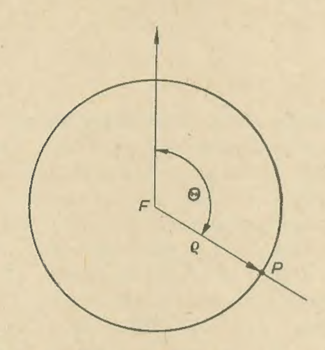


Bild 2: Rho-Theta-Navigation

braucht der Pilot noch mindestens in einer Höhe von etwa 30 m Bodensicht, um die letzte Phase der Landung sicher durchführen zu können. Automatische (echte) Blindlandesysteme befinden sich teils noch in Erprobung, teils in militärischem Einsatz.

Es sei hier noch darauf hingewiesen, daß der Verkehr mit Strahlflugzeugen die Flugsicherung vor neue Probleme stellt. Auf Grund der hohen Geschwindigkeiten, der großen Flughöhen und des Wunsches, den Endanflug aus ökonomischen Gründen (Treibstoffersparnis) so rasch wie möglich durchzuführen, ergeben sich Forderungen, denen die heutige Flugsicherungstechnik bei dichtem Verkehr kaum noch gewachsen ist. Die Entwicklung zielt deshalb vor allem dahin, das Bodenpersonal weitgehend zu entlasten und die Kontroll- und Überwachungsfunktionen zu automatisieren.

Im folgenden beginnen wir mit der Beschreibung des Loran-Verfahrens. Weitere Beiträge über andere Verfahren, deren sich die Flugsicherung bedient, werden später veröffentlicht.

Loran-Verfahren — Theoretische Grundlagen

Loran ist eine Abkürzung von LOng-RAnge-Navigation und bedeutet also Weitstreckennavigation. Das Verfahren wurde in Nordamerika entwickelt. 1941 nahm man die erste Loran-Anlage in Betrieb und begann 1943 mit dem Aufbau eines Netzes, das dem Transozeanverkehr der Schiff- und Luftfahrt zur Navigation dient.

Das physikalische Prinzip des Loran-Systems bildet die Laufzeitmessung elektromagnetischer Schwingungen von geeigneter Wellenlänge. Zwei räumlich auseinanderliegende Sendestationen strahlen ungerichtet hochfrequente Impulsfolgen aus, die sich mit Lichtgeschwindigkeit ausbreiten und für einen bestimmten zurückgelegten Weg eine bestimmte Laufzeit benötigen.

Jeweils der eine von beiden Sendern dient als Bezugssender für die Ausstrahlung des zweiten. Man nennt ihn daher auch Hauptsender (Primärstrahler), während der zweite mit Nebensender (Sekundärstrahler) bezeichnet wird. Sorgt man für eine gleichbleibende zeitliche Beziehung zwischen den gesendeten Impulsen der beiden Stationen, dann braucht man an einem dritten Punkt (Ortungspunkt) nur die Laufzeitdifferenz der von beiden Sendern ankommenden Impulse zu messen, um Standlinien, in diesem Falle Hyperbeln, zu erhalten. Mit den Hyperbeln eines zweiten Senderpaares erhält man dann Schnittpunkte, die zur Standortbestimmung dienen. Beide Systeme benutzen aus wirtschaftlichen Gründen oft einen gemeinsamen Hauptsender, der lediglich mit zwei verschiedenen Impulsfolgefrequenzen betrieben werden muß (Sendertriple).

Als Einschränkung soll hier noch erwähnt werden, daß in der unmittelbaren Nähe eines Brennpunktes Doppeldeutigkeiten auftreten können, d. h., es existieren gleichzeitig zwei Schnittpunkte einer Hyperbel des einen Senderpaares mit einer des anderen Systems. Für die Praxis ist diese Tatsache aber bedeutungslos, da das Loran-Verfahren nur auf große Entfernungen Anwendung findet, bei denen immer Eindeutigkeit herrscht.

Die Hyperbelscharen der verschiedenen Loran-Ketten werden in Spezialkarten mehrfarbig wiedergegeben.

Zum Erzielen der konstanten zeitlichen Beziehung zwischen Neben- und Hauptsenderausstrahlung werden die hochfrequente Trägerfrequenz sowie die Impulsmodulation der Nebenstation von der Hauptstation synchronisiert.

Der Begriff „synchron“ ist hier im weiteren Sinne zu verstehen, da es sich, wie später noch beschrieben wird, nicht um Zeitgleichheit im eigentlichen Sinne, sondern um eine konstante Zeitverzögerung handelt. Beim sogenannten Standard-Loran-System geschieht dies über den Empfang der Bodenwelle des Primärstrahlers an der Nebenstation.

Da die Exaktheit der Synchronisation unmittelbar die Genauigkeit des Verfahrens bestimmt, werden an sie hohe Anforderungen gestellt. Deshalb wird die Aussendung der Nebenstation mit einem Kontrollempfänger überwacht. Fällt der Nebensender „außer Tritt“, d. h., fällt die Synchronisation aus, dann werden die Impulse der Hauptstation sofort phasengetastet. Auf der Katodenstrahlröhre der Loran-Empfänger laufen dann die Impulse der Hauptstation in der Horizontalen weg. Dies dient der Bedienung des Nebensenders als Anzeige sowie den Verkehrsteilnehmern als Warnung vor dem Gebrauch zu Navigationszwecken.

Technische Ausführung

Senderseite

Die einzelnen Laufzeiten sollen im folgenden etwas näher betrachtet werden.

Die Impulse benötigen für die
Entfernung Hauptstation A—Nebenstation B die Zeit t_{AB}
Entfernung Hauptstation A—Ortungspunkt O die Zeit t_{AO}
Entfernung Nebenstation B—Ortungspunkt O die Zeit t_{BO}

Der im Ortungspunkt empfangene Impuls von der Nebenstation hat also gegenüber dem Bezugsimpuls der Hauptstation die Verzögerung von $t_{AB} + t_{BO}$. Zu dieser Laufzeit kommt noch eine einstellbare Verzögerung t_G in den Ge-

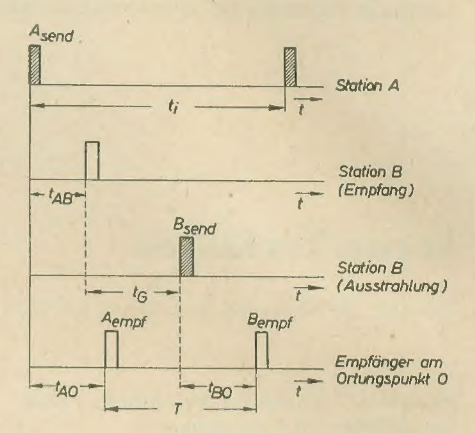


Bild 3: Schema der einzelnen Impulslaufzeiten

räten von Sender B, ehe die von A empfangenen Impulse wieder ausgestrahlt werden. Für die in O gemessene Laufzeitdifferenz ergibt sich dann die Beziehung (Bild 3)

$$T = t_{AB} + t_G + t_{BO} - t_{AO}$$

Der Ausdruck $t_{AB} + t_G$ wird auf einen runden Wert gebracht und konstant gehalten, so daß also gilt:

$$T = \text{Konstante} + (t_{BO} - t_{AO})$$

Die Konstante liegt bei $1600 \cdots 5000\,\mu s$. Sie ist ein Merkmal der jeweiligen Loran-Anlage und wird auf den Karten mit angegeben (Laufzahlen). In den obigen Zeitbeziehungen kommt ein technischer Kunstgriff nicht mit zum Ausdruck, der aus empfangstechnischen Gründen angewandt wird. Die Nebensenderimpulse werden nämlich noch zusätzlich um eine Zeitspanne t_i verzögert, die der halben Periodendauer (T_i) der jeweiligen Impulsfolgefrequenz (f_i) entspricht:

$$t_i = \frac{1}{2 f_i}$$

Damit erreicht man übrigens auch, daß im Ortungspunkt die Impulsfolge des Primärstrahlers immer als erste eintrifft. Die Impulsdifferenz „Null“ kann somit nicht auftreten, was die Auswertung erleichtert.

Man verwendet insgesamt 23 Impulsfolgefrequenzen, die in drei Gruppen unterteilt und folgendermaßen bezeichnet werden:

$$SO \cdots S6 = 20\ Hz \cdots 20\frac{6}{25}\ Hz$$

$$LO \cdots L7 = 25\ Hz \cdots 25\frac{7}{16}\ Hz$$

$$HO \cdots H7 = 33\frac{3}{9}\ Hz \cdots 34\frac{1}{9}\ Hz$$

Als hochfrequente Träger dienen vier Kanäle um 2 MHz, und zwar:

Kanal 1	1950 kHz
Kanal 2	1850 kHz
Kanal 3	1900 kHz
Kanal 4	1750 kHz

Die Hyperbeln der verschiedenen Loran-Ketten werden auf den Karten durch eine Kurzbezeichnung gekennzeichnet, die die notwendigen technischen Angaben enthält: Kanal, Impulsfolgefrequenz, Laufzahl.

So bedeutet z. B. die Angabe 3 L 6 — 5000: Kanal 3 (1900 kHz), Impulsfrequenz $25\frac{6}{16}$ Hz, Laufzahl 5000 μs.

Die einzelnen Impulse selbst besitzen eine Breite von etwa 40 μs und sind in der Form so gewählt, daß ihre Übertragung eine HF-Bandbreite von etwa 80 kHz erfordert. Dies ist im Vergleich zu einem Nachrichtenkanal schon ein recht hoher Wert. Wollte man die Genauigkeit des Verfahrens erhöhen, indem man die Impulse noch kürzer werden ließe, so müßte man dies durch einen noch weiter erhöhten Bandbreitenbedarf erkaufen.

Die Sendestationen betreibt man mit Impulsleistungen von 100 kW. In neuerer Zeit ist man jedoch bestrebt, diesen Wert auf 1000 kW zu erhöhen. Als Antennen dienen T-Antennen oder Stahlmaste bis 90 m Höhe mit Wirkungsgraden von 75% (Umsetzung von Sender- in Strahlungsenergie).

Die Ausstrahlung erfolgt ungerichtet und vertikal polarisiert. Damit erreicht man größere Feldstärken längs des Erdbodens, also höhere Reichweiten. Die Entfernung zwischen Haupt- und Nebensender (Basis) bestimmt bei einer vorgegebenen Systemgenauigkeit (auswertbare kleinste Zeitdifferenz) die Anzahl der auswertbaren Hyperbeln. Üblicherweise liegen die Basislängen beim Standard-Loran-Verfahren zwischen 300 und 500 km. Mit größeren Entfernungen steigen aber die Schwierigkeiten bei der Synchronisation des Sekundärstrahlers.

Empfängerseite

Moderne Loran-Empfänger bestehen aus einem Überlagerungsempfänger für die vier festen Betriebskanäle bei Bandbreiten von 60 ··· 80 kHz und benötigen Eingangsspannungen von 10 μV. Die Auswertung (Zeitmessung) geschieht mit einer Katodenstrahlröhre als Indikator. Auf dem Schirm werden nacheinander zwei horizontale, übereinanderliegende Skalen geschrieben, die jeweils $\frac{Ti}{2}$ lang sind.

Die Empfangsimpulse bewirken die Vertikalauslenkung. Auf der oberen Skala erscheinen die Impulse der Hauptstation, auf der unteren die der Nebenstation. Da die Bildwiederholungsfrequenz gleich der Impulsfolgefrequenz ist, wird auf jeder Skala jeweils nur ein Impuls abgebildet. Hier erklärt sich die Notwendigkeit der zusätzlichen Zeitverzögerung von $t_1 = T_1/2$ im Nebensender, da ja eine gewisse Zeit gebraucht wird, um von der oberen Skala auf die gleiche Stelle der unteren zu kommen. Bei der Messung fällt diese Zeitspanne jedoch wieder heraus, da der Abstand der beiden Impulse wie auf einer gemeinsamen Skala gemessen wird.

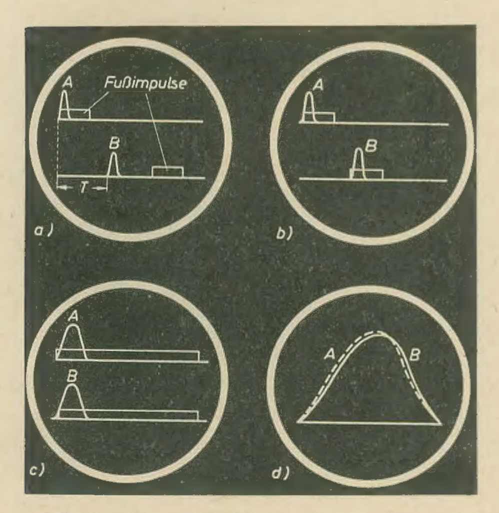


Bild 4: Schirmbilder bei den einzelnen Stufen des Meßvorganges mit einem Loran-Empfänger

Der Meßvorgang ist folgender (Bild 4):

1. Einstellen der gewünschten Impulsfolgefrequenz (entsprechend der Hyperbelschar) an der Zeitablenkung (Kippfrequenz). Bei Übereinstimmung müssen die Impulse auf dem Schirm „stehen".
2. Mit Hilfe einer Verzögerungseinrichtung (Phasenschieber) wird der Impuls der Hauptstation A an den Anfang der oberen Skala gesetzt, und zwar an die Vorderflanke eines sogenannten Fußimpulses, der im Gerät erzeugt wird. Dieser dient als Auswahlabschnitt und kann zur Erhöhung der Ablesegenauigkeit etwa 1 : 1000 gedehnt werden (Bild 4a).
3. Der Fußimpuls der unteren Skala wird mit dem Impuls der Nebenstation B an der Vorderflanke zur Deckung gebracht (Bild 4b).
4. Mit Hilfe einer höheren Kippfrequenz werden die Fußimpulse auf die gesamte Skalenbreite gedehnt und „B" wiederum mit geeichten Verzögerungsgliedern genau unter „A" verschoben (Bild 4c).
5. Nun werden die Skalen nochmals so gedehnt, daß die Impulse „A" und „B" die gesamte Schirmbreite einnehmen und dann miteinander zur Deckung gebracht (durch Änderung der Gleichspannung zur Vertikalablenkung).

Jetzt können die beiden Impulse mit einer Feineinstellung des Phasenschiebers nach Vorder- oder Rückflanke zur Deckung gebracht werden (Bild 4d).

Das Meßergebnis besteht in der Ablesung der einzelnen Einstellungen an den Reglern und ergibt direkte Zahlenangaben in μs. Damit vermindern sich mögliche Fehler bei der Ermittlung der Laufzeitdifferenz aus Zeitmarken. Voraussetzung ist eine wirksame Verstärkungsregelung, die bei allen Ausbreitungs- und Empfangsverhältnissen stets Impulse gleicher Größe am Empfängerausgang liefert. Man erreicht damit Einstellgenauigkeiten von 1 μs.

Betriebseigenschaften

Bei vorgegebener Genauigkeit ist die maximale Entfernung vor allen Dingen von den Ausbreitungsverhältnissen abhängig (Senderleistung und Störfeldstärke im Empfangsort als konstant vorausgesetzt) und damit von der Tageszeit, sowie der Beschaffenheit der Erdoberfläche (Land oder See). So liegen die Reichweiten der Bodenwelle über See bei dem 2- ··· 3fachen der über Land. Als Mittelwert reicht die Bodenwelle tags bis etwa 1200 km. Dagegen lassen sich mit der Raumwelle (Reflexion an der E-Schicht der Ionosphäre) über See bis zu 2200 km überbrücken. Mit neuen Boden- und Bordanlagen liegen diese Werte etwas höher (1800 bzw. 2600 km).

Die theoretische Genauigkeit des Loran-Systems entspricht der kleinsten auswertbaren Zeitdifferenz von etwa 1 μs, d. h. 300 m. In der Praxis liegen die Ortungsungenauigkeiten allerdings höher. Bei Auswertung der Bodenwelle und einer Entfernung von 800 km liegen die Meßfehler bei 3.··· 5 km. Unter Benutzung der Raumwelle (nachts) treten Fehler von 3 ··· 15 km auf. Die Auswertung der Raumwelle ist nur durch Korrekturen der Laufzeithyperbeln möglich, die durch den längeren Weg „Erde—Ionosphäre—Erde" notwendig werden.

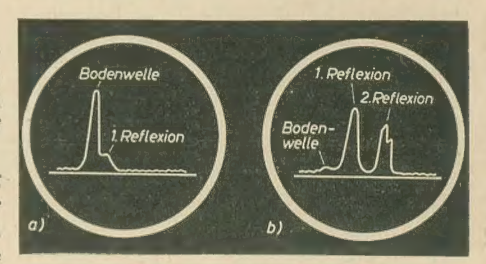


Bild 5: Schirmbilder bei Auftreten von Reflexionen an der Ionosphäre
a) 15.00 Uhr Ortszeit b) 19.00 Uhr Ortszeit

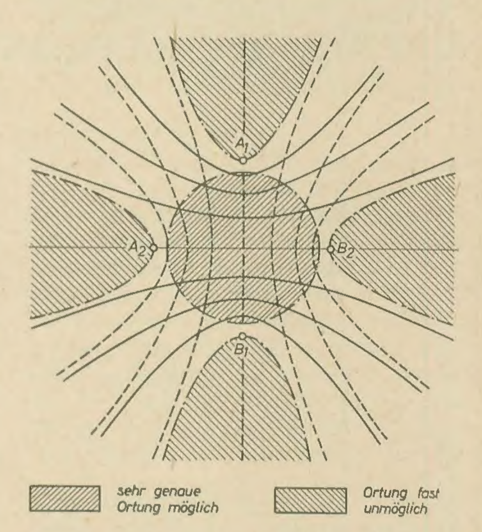


Bild 6: Bereiche unterschiedlicher Ortungsgenauigkeit bei einer Loran-Kette

Diese Korrekturen werden nach Mittelwerten errechnet und für Entfernungen von 450 bis 2600 km in den Karten mit den gleichen Farben der Original-Hyperbeln angegeben. Die Meßunsicherheiten sind größer. Dazu kommt die Schwierigkeit, den richtigen Impuls zu identifizieren, da durch einfache und Mehrfachreflexion an der E- und F-Schicht der Ionosphäre mehrere Impulse auf dem Schirm des Loran-Empfängers sichtbar werden können (Bild 5). Daher sollte auch nachts unbedingt der Bodenwelle der Vorzug gegeben werden, falls sie überhaupt zu empfangen ist.

Das Herausfinden des Bodenwellenimpulses wird erleichtert durch einige den Raumwellen anhaftende Eigenheiten, die meist unschwer zu erkennen sind (starker, unterschiedlicher Fading, Aufspalten in zwei oder mehr Impulsspitzen, Verzögerung gegenüber Bodenwelle).

Bei der Betrachtung der Genauigkeit spielt auch die Lage des Ortungspunktes zur Loran-Kette eine entscheidende Rolle (Bild 6). Falls mehr Stationenpaare zur Verfügung stehen, sucht man sich zweckmäßigerweise auf der Karte die Kette aus, für die sich im betreffenden Positionsgebiet möglichst rechte Schnittwinkel der Hyperbeln ergeben. Eine weitere

Ungenauigkeit entsteht durch die Notwendigkeit, die beiden für den Standpunkt notwendigen Hyperbeln *nacheinander* zu bestimmen.

In der für den Meßvorgang benötigten Zeit ändert sich bei einem bewegten Ortungspunkt aber schon wieder der Standort. Für Flugzeuge kommt bei relativ kleinen Entfernungen noch der Fehler durch die Flughöhe hinzu, während die Karten für die Erdoberfläche gelten.

Gegenwärtig sind elf Ketten mit 42 Stationen in Betrieb. Zum Beispiel dienen acht Paare der Navigation über dem Nordatlantik. Zur Bedeckung der gesamten Erdoberfläche mit einem genügend dichten Hyperbelnetz würde man bei Basislängen von 500 ··· 600 km etwa 150 Sender benötigen.

Weiterentwicklung

An Weiterentwicklungen auf der Empfängerseite des Standard-Loran hat es nicht gefehlt. Moderne Empfänger weisen eine automatische Frequenznachregelung der Kippfrequenz nach der Impulsfolgefrequenz auf, die sicherstellt, daß der Hauptimpuls ohne Drift immer an der richtigen Stelle der Zeitskala steht. Einige Empfänger haben nichtlineare Skalen, bei denen der Anfang stark gedehnt ist. Zum Erreichen höherer Entfernungen stehen zwei Wege zur Verfügung. Beim SS-Loran steht die Nebenstation nicht mehr in Reichweite der Bodenwelle und wird deshalb über die Raumwelle synchronisiert. Dann erweitern sich die Basislängen auf 2200 ··· 2400 km.

Den anderen Weg stellt das in Erprobung befindliche LF-Loran dar. Die Betriebsfrequenz liegt bei 180 kHz, bei der tagsüber die Bodenwelle wesentlich weiter reicht und die Raumwelle nachts stabiler ist (nur E-Schicht-Reflexionen). Die Basislängen liegen bei 1100 km.

Bei diesen niedrigen Frequenzen wird aber für Impulsbetrieb die relative Bandbreite größer. Man arbeitet deshalb mit Impulsen von 300 μs, die natürlich die erzielbare Genauigkeit wiederum herabsetzen (etwa 7 km bei 1500 km Entfernung).

Literatur

[1] K. Bärner: Flugsicherungstechnik, I. Navigationsanlagen; Hanns-Reich-Verlag, 1957

[2] R. F. Hansford: Radio Aids to Civil Aviation; Heywood & Co. Ltd., London, 1960

Das Arbeiten mit Fachliteratur

Kein Mensch kann alles wissen — auch nicht der klügste und erfahrenste. Auch der beste Fachmann muß sich bei einer für ihn neuen Problematik zunächst über den Stand der Technik auf diesem Gebiet informieren. Rein theoretisch wäre es zwar möglich, auf eigene Faust alle vorliegenden Erfahrungen noch einmal zu sammeln, alle Rechnungen durchzuführen, doch wieviel Arbeitskraft und -zeit ginge zwecklos verloren! So liest jeder vernünftige Mensch erst einmal nach, was andere auf dem für ihn neuen Gebiet schon erkundet haben . . .

Das klingt wie eine Selbstverständlichkeit; die Praxis zeigt jedoch, daß viele Fachkollegen (besonders die jüngeren) beinahe hilflos sind, wenn sie sich aus der Literatur näher informieren wollen. Also: Wie fangen wir es an?

Wichtig ist zunächst, daß der Lernende schon einen ,,Ariadnefaden" in der Hand hält. Besitzt er schon einen Zeitschriftenartikel über das betreffende Thema? Bzw. wurde er gerade durch einen Artikel auf die Problematik aufmerksam? In diesem Fall arbeitet man zunächst den Artikel durch und prüft so, ob man alle wesentlichen in dem Artikel behandelten Probleme versteht. Das wird selten der Fall sein, denn ein Artikel muß auf vorhandenen Erkenntnissen aufbauen und kann schon aus Platzgründen nicht beim ,,Urschleim" anfangen.

Jeder gute Fachbeitrag, der sich mit theoretischen Fragen beschäftigt, hat am Ende sogenannte Literaturhinweise, meist durch entsprechende Kennzeichnung (Ziffern in eckigen Klammern) auf bestimmte Abschnitte, Absätze, Teilprobleme bezogen. Es ist deshalb logisch, zunächst einmal in diesen Literaturquellen nachzuschlagen, denn aus ihnen schöpfte ja der Autor teilweise sein Wissen.

Sind diese Quellen erschöpft, d. h., ebenfalls durchgearbeitet, ohne ausreichenden Wissensstoff vermittelt zu haben, so ergibt sich ganz von selbst der nächste Tip: Die in den Literaturhinweisen genannten Artikel und Bücher enthalten meist selbst wieder Literaturhinweise, die untersucht werden können. Meist wird diese rückwärts verfolgte Spur zum Ziele führen.

Doch nehmen wir an, auch diese Quellen befriedigen nicht bzw. sind nicht beschaffbar. Dann muß ,,nachgesehen werden, was es darüber gibt", eine umständliche, oft langwierige Arbeit. Zum Glück existiert — das ist viel zu wenig bekannt — eine Dokumentationskartei, in der sich, dank einem ausgezeichneten (international vereinbarten) Zahlenschlüssel in kürzester Frist alle nennenswerten Zeitschriftenartikel zu einem gesuchten Thema finden lassen. Mit einer Einschränkung allerdings: Die betreffenden Zeitschriften müssen dem Dokumentationsdienst zur Einsicht vorgelegen haben, was bei ausländischen Zeitschriften nicht immer selbstverständlich ist.

Der Dokumentationsdienst der Nachrichtentechnik, der hier hauptsächlich interessiert, wurde bisher vom Institut für Post- und Fernmeldewesen (IPF) durchgeführt. Dok-Karten mit Neuerscheinungen verschickt man an alle interessierten Stellen (technische Büchereien vor allem) monatlich etwa einmal. Diese Dok-Karten, nach ihrer Zahlenbezeichnung gesammelt, bilden eine umfangreiche Kartei, in der sich jeder Fachmann rasch informieren kann, was in den letzten zehn Jahren an Zeitschriftenliteratur zu dem ihn interessierenden Problem erschienen ist.

Über Fachbücher — deren Zahl weitaus geringer ist, als die der Zeitschriftenartikel — informiert man sich in einer der technisch-wissenschaftlichen Büchereien der einschlägigen Betriebe oder Institute. Dabei muß berücksichtigt werden, daß Bücher niemals so aktuell sind wie Zeitschriften. Neue — wirklich neue — Probleme werden kaum in Büchern behandelt.

Nun ist also bekannt, in welchem Werk (Buch oder Artikel) evtl. etwas zu einem bestimmten Thema zu finden ist, doch wie das Material beschaffen? Hier hilft vor allem die Deutsche Staatsbibliothek in Berlin (Unter den Linden). Große Karteien und Nachschlagewerke erleichtern das Suchen. Notfalls kann auch Literatur über sogenannte Fernleihe von anderen wissenschaftlichen Büchereien besorgt werden.

Viele Fachkollegen meinen, für so komplizierte Beschaffungswege fehle ihnen die Zeit. Natürlich muß von Fall zu Fall erwogen werden, ob sich der Aufwand lohnt. Doch grundsätzlich darf man sagen, daß das Nachlesen meist einfacher, billiger und oft auch sicherer ist als das Nachrechnen oder ,,Nachforschen".

In diesem Zusammenhang noch eine Bitte an Fachautoren: Führen Sie Literaturhinweise an — je mehr, um so besser. Sie erleichtern ihren Lesern das Verständnis und die Auswertung Ihrer Arbeit. Und noch eine Bitte: Vermeiden Sie die im folgenden geschilderte Unsitte.

Nach einer komplizierten Gleichung folgt nach dem lapidaren Satz ,,Nach einigen Umformungen erhält man..." eine zweite Gleichung. Wer sich auf den Glauben verläßt, mag zufrieden sein — aber welcher wissenschaftlich arbeitende Mensch verläßt sich schon auf diesen? Und beim Nachrechnen stößt man dann auf einen Rattenschwanz von Umformungen, Erweiterungen, Zusammenfassungen, geschickter Ausnutzung von Additionstheoremen usw., daß man Stunden aufwenden muß, dem verschlungenen Rechnungsgang ,,einiger Umformungen" zu folgen . . .

Wozu? Besser wäre es, wenn zwischen den beiden Gleichungen noch einige stünden, die den Gedankengang erhellen. Das höchste Bestreben jedes Technikers, jedes Wissenschaftlers muß es sein, fundiertes Wissen weiterzugeben — auch denen, die nicht ganz so kühn denken können wie der Betreffende selbst. Erst dann erschließt der Lehrende die Quellen des Wissens wirklich dem Lernenden — dem unsere kleinen Hinweise hoffentlich ein wenig helfen, diese Quellen aufzuspüren zur Vertiefung seines Wissens. *G. Nerst*

Warum Zwischenfrequenz?

Warum Zwischenfrequenz? Diese Frage wird oft vom Anfänger gestellt, der gerade den ersten Empfänger erprobt hat. Es soll daher versucht werden, sie möglichst einfach zu beantworten und gleichzeitig zur Vertiefung der Kenntnisse auf entsprechende Literatur hinzuweisen.

Demodulation

Die einfachste Empfangsmöglichkeit bietet der Detektor, der die einer Antenne entnommene Senderspannung unmittelbar demoduliert und die so gewonnene Niederfrequenz einem Kopfhörer zuführt (Bild 1). Eine größere Lautstärke erfordert größere HF-Eingangsspannung, die wesentlich von den Eigenschaften der Antenne abhängt [1], [2].

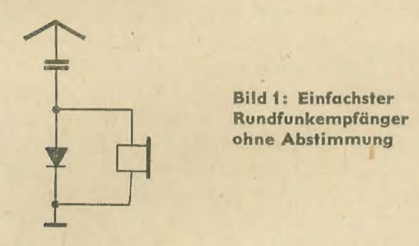


Bild 1: Einfachster Rundfunkempfänger ohne Abstimmung

Ein Kopfhörer ist nun sehr genügsam. Er macht bereits etwa 0,01 mW Sprechleistung hörbar [3]. Sein mechanischer Aufbau begrenzt allerdings die Qualität besonders von Musiksendungen, die auch bereits von der Art der Demodulation beeinträchtigt wird. Für die Antennenspannung von wenigen mV hat nämlich die Demodulationskennlinie des Richtleiters einen quadratischen Verlauf. Der entstehende Klirrfaktor ist damit stets gleich dem vierten Teil des jeweiligen Modulationsgrades [3].

Selektion

Die Schaltung nach Bild 1 ist gezwungen, alle Frequenzen, die ihr die Antenne anbietet, gleichzeitig zu verarbeiten. Erst ein Schwingungskreis gestaltet sie frequenzabhängig (Bild 2). Durch Veränderung des L- oder

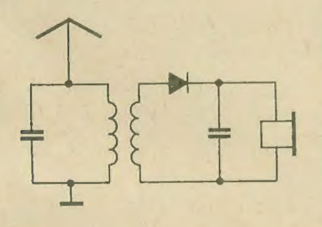


Bild 2: Selektion mittels Schwingkreis verbessert den Empfang

C-Wertes stimmt man auf den gewünschten Sender ab. Außer von Frequenz und Feldstärke der Stationen hängt die Spannung am Schwingkreis wesentlich von der Wahl der Schwingkreiselemente und von deren Verlusten ab. Die Differenz der beiden Frequenzen beidseits der Resonanzfrequenz, bei denen noch etwa 70% der Spannung des Resonanzfalles entstehen, wenn auf diesen Frequenzen Sender gleicher Feldstärke einfallen, bezeichnet man als Bandbreite des Kreises. Sie wächst mit den Kreisverlusten [4].

Was geschieht bei zu kleiner Bandbreite? Bei der auf Mittelwelle gebräuchlichen Amplitudenmodulation erstrecken sich symmetrisch zur Trägerfrequenz f_T alle die Frequenzen, die die Information enthalten, bei Musik also möglichst 16 ··· 15000 Hz. Damit sind die die erforderliche Bandbreite des Kreises bestimmenden Frequenzen $f_T - 15$ kHz und $f_T + 15$ kHz [3]. Im Mittelwellenbereich war man aber mit der wachsenden Zahl von Sendern gezwungen, deren Spektrum einzuengen. Dennoch ist heute der Wirrwar auf diesem Bereich beträchtlich.

Die Resonanzkurve eines einfachen Kreises ist im Bild 3 wiedergegeben. Fällt bei f_2 ein Sender ein, dessen Feldstärke A_1/A_2mal so groß ist wie die des gewünschten Senders, auf den abgestimmt wurde und der am Kreis die Amplitude A_1 erzeugt, so erhält man sowohl vom gewünschten als auch vom unerwünschten Sender die gleiche Spannung. Ein ungestörter Empfang ist so nicht möglich. Erst dann, wenn das Verhältnis von Nutz- zu Störspannung mindestens 1 : 20 beträgt, kann die Wiedergabe als ungestört bezeichnet werden.

Im Falle des Detektors werden die Kreiseigenschaften aber nicht nur durch die Verluste der Kreiselemente L und C, sondern auch durch

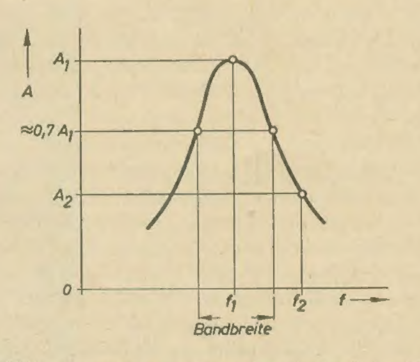


Bild 3: Spannung an einem Schwingkreis in Abhängigkeit von der Frequenz („Resonanzkurve")

die Kombination von Diode und Kopfhörer verschlechtert, die als ohmscher Widerstand parallel zum Kreis wirken und seine Bandbreite erhöhen.

Leistungslose Steuerung

Viel günstiger verhält sich der Eingang einer Elektronenröhre. Die Belastung des Kreises durch die Gitter-Katodenstrecke läßt sich vernachlässigen. Mit einer solchen Röhre kann die empfangene Spannung verstärkt werden, bevor man sie gleichrichtet. Eine Zwischenstellung nimmt das Audion ein [3]. An seinem Eingang erfolgt zwar eine den Kreis belastende Gleichrichtung, aber auch die HF selbst wird verstärkt. Ein Teil davon wird auf den Kreis zurückgeführt und hebt dessen Dämpfung teilweise auf (Bandbreiteverringerung, Rückkopplung). Zu große Entdämpfung macht das Audion zum Störsender. Gegenüber dem Detektorempfang stellt das Audion einen wesentlichen Fortschritt dar, der die Vereinigung von HF-Verstärkung, Demodulation, Entdämpfung und NF-Verstärkung in einer einzigen Röhre brachte.

Die Anwendung der Elektronenröhre mit einem Gitter- und Anodenkreis entkoppelnden Schirmgitter erlaubte es, rückwirkungsarme HF-Verstärker aufzubauen, die eine Empfindlichkeitssteigerung ohne den labilen Rückkopplungseffekt ermöglichten. So entstand der Zweikreiser. Ein Eingangskreis gibt seine Spannung an die Röhre ab, deren Anodenkreis ebenfalls aus einem auf die gleiche Frequenz abgestimmten Schwingungskreis möglichst gleicher Eigenschaften besteht. Danach erfolgt die Gleichrichtung z. B. mittels einer entsprechend angepaßten Diode. Ein NF-Verstärker schließlich gewährleistet die Lautsprecherwiedergabe.

Erhält jetzt der erste Kreis ein Störsignal f_2, das wiederum A_1/A_2mal so groß wie das des gewünschten Senders ist, so erscheint es zwar am ersten Kreis mit der Amplitude A_1, wird aber im zweiten Kreis nochmals um A_2/A_1 geschwächt, so daß es dann doch nur noch die Amplitude A_2 besitzt. Der Gleichlauf beider Kreise über einen größeren Frequenzbereich macht jedoch Schwierigkeiten. Weicht nun aber der zweite Kreis gerade um $f_2 - f_1$ vom ersten Kreis ab, so wird die Nutzfrequenz im zweiten Kreis gedämpft, nämlich um A_2/A_1 auf A_2, so daß dann der Störsender den Nutzsender um A_2/A_1 überdeckt. Analoges gilt für verschiedene Modulationsfrequenzen eines einzigen Senders, denn oft hebt der zweite Kreis infolge falscher Abstimmung z. B. nur die höheren Frequenzen eines Seitenbandes hervor.

Ein weiterer Nachteil des Zweikreisempfängers ist die Schwingneigung des abgestimmten HF-Verstärkers besonders am hochfrequenten Ende des Bereiches bei entsprechender Verstimmung beider Kreise gegeneinander.

Allen „Geradeaus"-Empfängern aber ist ein Nachteil gemeinsam. Die Eigenschaften der praktischen Bauelemente L und C begrenzen bei vernünftigem Aufwand stets die erreichbare Kreisgüte. Bei einer bestimmten geforderten Bandbreite muß diese aber um so besser sein, je höher die Frequenz liegt. Bedeutet eine Bandbreite von z. B. 10 kHz bei 100 kHz Resonanzfrequenz noch eine notwendige Kreisgüte von 10, so wächst diese bei 1000 kHz bereits auf 100. Die Tatsache, daß brauchbare Tonqualität bei tiefen Trägerfrequenzen „schlechtere" Kreise gestattet, beeinflußte wesentlich die Einführung des im nächsten Abschnitt geschilderten Überlagerungsprinzips.

Die Zwischenfrequenz

Der ideale Empfänger soll folgende Forderungen erfüllen:

1. Einfache Bedienung
2. Verstärkung nur des gewünschten Frequenzbandes
3. Genügende Empfindlichkeit
4. Keine störende Selbsterregung
5. Möglichst gute Wiedergabequalität

Zur Erfüllung dieser Forderungen ist der Geradeaus-Empfang nicht geeignet. Die verschiedenen von der Antenne kommenden Frequenzen lassen sich aber noch auf andere Weise trennen. Dabei hilft ein empfängereige-

ner kleiner Sender. Dessen Frequenz mischt man in einer Röhre mit allen von der Antenne gelieferten Frequenzen. An der Anode dieser Röhre erhält man die Summe und Differenz jeder Eingangs- mit der Oszillatorfrequenz. Stimmt man den Anodenkreis z. B. auf $f_{o1} - f_{e1}$ ab (f_o = Oszillator-, f_e = gewünschte Eingangsfrequenz), so erscheint diese mit der größten Amplitude. Eine Änderung auf f_{o2} hebt sofort f_{e2} hervor ($f_{o2} - f_{e2} = f_{o1} - f_{e1} = f_z$ = Zwischenfrequenz) [3]. Ohne abgestimmten Eingangskreis kann so der Informationsinhalt einer beliebigen Frequenz $f_e \pm f_N$ von dem anderer Frequenzen getrennt werden, denn er taucht in der Differenz $f_o - (f_e \pm f_N)$ wieder auf. Da das Verhältnis von f_N zu f_z aber größer ist als das von f_N zu f_e, darf bei gleicher geforderter absoluter Bandbreite der Zwischenfrequenzkreis eine um das Verhältnis von f_z zu f_e kleinere Güte besitzen. Die weitere Verstärkung dieser festen Frequenz ist wesentlich einfacher als bei einem abstimmbaren Verstärker. Bei gleichbleibender Bandbreite kann durch entsprechende einmalige Abstimmung mehrerer ZF-Kreise die Trennschärfe wesentlich erhöht werden. Durch Zwei- oder gar Vierkreisfilter zwischen den Verstärkerröhren nähert sich die entsprechende Durchlaßcharakteristik der nach Bild 4. Regelbare Kopplung gestattet in größeren Geräten eine Variation des Verhältnisses von Trennschärfe zu Wiedergabequalität z. B. bei Ortssenderempfang.

Die Abstimmung nur des Oszillatorkreises beschränkt sich auf Spezialgeräte. Bei nichtabgestimmtem Eingang kann z. B. auch eine Frequenz f_{st} empfangen werden, für die $f_{st} - f_{o1} = f_z$ wird, wenn gerade f_{e1} empfangen wird. Diese mit f_{o1} als Spiegel zu f_{e1} spiegelbildlich liegende Frequenz kann den Empfang von f_{e1} erheblich stören. Auch zwei verschiedene Sender können stören, wenn sie als Differenz gerade f_z ergeben und genügend stark einfallen, ebenso Sender auf der Zwischenfrequenz (was im allgemeinen aber im Wellenplan vermieden wurde). Verschiedene Möglichkeiten der Entstehung von f_z zeigt Bild 5.

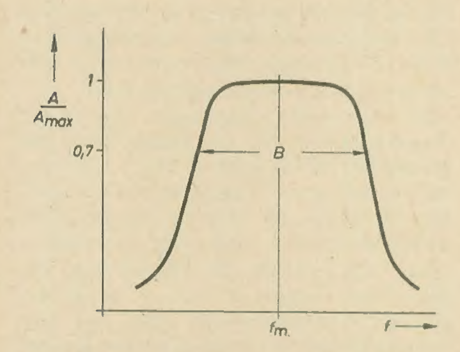


Bild 4: Resonanzkurve eines Mehrkreisfilters (idealisiert). A Amplitude — B Bandbreite — fm Mittenfrequenz

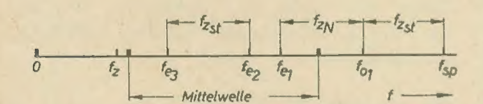


Bild 5: Entstehung der gewünschten ZF aus $f_{o1} - f_{e1}$ sowie Bildung von störenden Zwischenfrequenzen durch $f_{sp} - f_{o1}$ und $f_{e3} - f_{e2}$

Aus diesen und anderen Gründen enthält auch der Überlagerungsempfänger (Superheterodyne oder kurz Super) einen abgestimmten Eingangskreis. Sein Gleichlauf mit dem Oszillatorkreis im Abstand von f_z sichert den Empfang des jeweils nach der Skala eingestellten Senders.

Dennoch stören Stationen durch Bildung der Frequenz $f_{e2} - f_{e1}$ durch einen Pfeifton, wenn ihr Abstand kleiner als die Bandbreite des Empfängers ist und ihre Feldstärke genügend groß. Früher war man in der Lage, mit einem festabgestimmten Saugkreis im NF-Verstärker diesen Ton zu beseitigen, da der Senderabstand auf Mittelwelle konstant 9 kHz betrug, was heute nicht mehr gewährleistet ist.

Der Eingangskreis darf keine zu hohe Güte besitzen, da er die Gleichlauffehler von Eingangs- und Oszillatorkreis auffangen muß, die in der Natur eines für mehrere Wellenbereiche ausgelegten Supers mit C-Abstimmung liegen. Die Hauptselektion liegt also im ZF-Verstärker, an dessen Ausgang wieder Diodengleichrichtung erfolgt. Diesmal geschieht das aber mit kleinem Klirrfaktor, da die ZF-Amplitude des Röhrenverstärkers einige Volt beträgt und die Diode so im linearen Gebiet arbeitet. Die Höhe des Gleichspannungsanteiles am Demodulatorkondensator erlaubt außerdem seine Verwendung zu Regelzwecken (Schwundregelung), da heute die Mischröhre als Regelröhre ausgebildet ist. Ihre Kennlinie gestattet in einem sehr großen Gitterspannungsbereich eine stetige Verstärkungsänderung (Exponentialröhre [3]). Bild 6 enthält die Prinzipschaltung eines Supers.

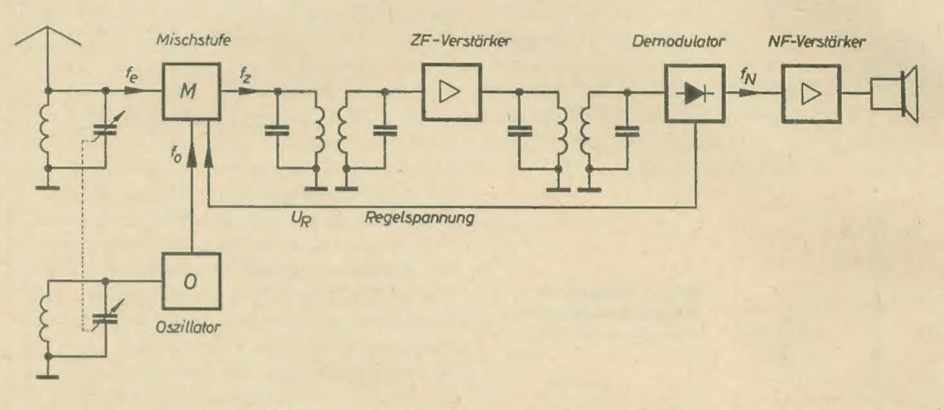


Bild 6: Blockschaltung eines Supers

Transistorprobleme

Der Eingang des Transistors benötigt einen Steuerstrom und damit Leistung. Außerdem ist er frequenzabhängig. Die ersten Transistorempfänger bestanden daher praktisch nur aus Detektor und NF-Verstärker, der oft Lautsprecherwiedergabe ermöglichte. Der weitere Weg führte über Umgehung des Zweikreisers vom Audion zum Super [5]. In der ZF verhält sich der Transistor wie eine Triode, so daß eine Neutralisierung der Rückwirkung des Ausganges auf den Eingang zur Unterdrückung von Selbsterregung notwendig wurde. Infolge der festen ZF war dies aber ein durchaus lösbares Problem.

In allen Stufen muß eine Leistungsbetrachtung erfolgen, und so findet man im Transistor-ZF-Verstärker die Basis des in Emitterschaltung arbeitenden Transistors mit Anzapfung oder Koppelwicklung an den vorhergehenden Kreis angepaßt [6].

Problematisch blieb wegen der kleineren ZF-Spannungen die Demodulation bezüglich des Klirrfaktors [7].

Inzwischen hat auch der Transistor das UKW-Gebiet erreicht und wird dort wiederum in Superschaltungen eingesetzt, denn gerade die hier verwendete Frequenzmodulation mit ihrem großen Bandbreitebedarf kann bei tragbarer Selektion nur dann in guter Qualität und selbsterregungsfrei verarbeitet werden, wenn steile Filter fester Frequenz eingesetzt werden. Auch die durch die kleinen Feldstärken notwendige hohe Gesamtverstärkung erfordert die Verwendung einer Frequenzumsetzung, da ein Geradeausverstärker gleicher Gesamtverstärkung stets zu Selbsterregung neigt. Nicht zuletzt ist besonders bei UKW die Verstärkung einer niedrigeren Frequenz leichter zu handhaben, da höhere Frequenzen bei gleichen ungewollten Koppelkapazitäten größere Rückwirkungen verursachen. *Klaschig*

Literatur

[1] I. P. Sherebzow: Rundfunktechnik; Fachbuchverlag Leipzig 1955

[2] F. Vilbig: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik Band I; Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G. Leipzig 1953

[3] H. Barkhausen: Elektronenröhren 4. Band, Gleichrichter und Empfänger; S. Hirzel-Verlag Leipzig 1955

[4] H. Barkhausen: Elektronenröhren 1. Band, Allgemeine Grundlagen; S. Hirzel-Verlag Leipzig 1953

[5] R. Rost: Kristallodentechnik; Verlag Wilhelm Ernst u. Sohn Berlin 1956

[6] G. Wetzler: Der ZF-Kreis im Transistor-Empfänger; Funkschau 9 (1959) S. 201 bis 202

[7] C. Lembcke: Die Demodulation bei Transistor-AM-Empfängern; radio mentor 7 (1960) S. 570 ··· 571

Mikromoduln

Der Trend zur Miniaturisierung der elektronischen Bausteine trat von dem Zeitpunkt an besonders in Erscheinung, als es gelungen war, nicht nur Transistoren und Dioden von unwahrscheinlicher Kleinheit herzustellen, sondern auch alle übrigen, in jedem Baustein immer wiederkehrenden Schaltelemente, wie Widerstände, Kondensatoren und sogar Überlrager, extrem klein zu machen. Durch Übereinanderschichten einzelner „Etagen“, deren jede eine Vielzahl von Bauelementen der verschiedensten Art enthalten kann, gelangte man zu einem kompletten Baustein, der zum Beispiel einen Verstärker, einen Multivibrator oder eine ähnliche Einheit vorstellen kann. Diese in ihren äußeren Abmessungen sehr kleinen vollständigen Baueinheiten nannte man „Mikromoduln“.

Ein einfaches Beispiel für einen zweistufigen Transistorverstärker mit den Transistoren T_1 und T_2, sechs ohmschen Widerständen und drei Kondensatoren zeigt Bild 1. Es ist nun Aufgabe des Entwicklers, die einzelnen Schaltelemente in einer möglichst geringen Anzahl von Etagen unterzubringen. Im Bild 2 ist dargestellt, wie man zweckmäßigerweise vorzugehen hat. In diesem Schema sind die vier obersten Plättchen (Etagen), die miteinander durch die Steigdrähte 1 bis 12 verbunden sind, gezeichnet. Insgesamt waren zur Lösung des Problems neun Einzelplättchen erforderlich. Die Plättchen 1 bis 4 stellen die Eingangsschaltung des zweistufigen Transistorverstärkers mit der ersten Transistorstufe dar.

Bild 1: Zweistufiger Transistorverstärker

Das Prinzip der einzelnen Plättchen besteht darin, daß auf den Ausgangsplatten bereits Verbindungen, Anschlüsse und Schaltelemente in einem möglichst großen Umfang vorhanden sind und daß dann beim Aufbau eines bestimmten Mikromoduls alle überflüssigen Elemente entfernt werden. Das geschieht gewöhnlich durch Abtragen mit einem feinen Sandstrahl, da es sich doch in der Hauptsache um dünne Schichten auf einem keramischen Untergrund handelt. Die Plättchen, die später Kondensatoren tragen sollen, erhalten auf beiden Seiten aufgedampfte Elektroden, die durch kurze Anschlüsse nach sämtlichen Anschlußpunkten (auf jeder Seite 3, also insgesamt 12) verbunden sind, die nicht gebrauchten werden später entfernt. Da die einzelnen Plättchen sehr dünn sind, ergibt sich in den meisten Fällen bereits die geforderte Kapazität. Beim Aufbau des Mikromoduls wird das Plättchen mit der richtigen Kapazität herausgesucht, und die nicht benötigten Anschlüsse werden mit dem Sandstrahl abgetragen. Man hat auch noch insofern einen gewissen Spielraum für die Auswahl der Kondensatoren, als man auch Teile der aufgedampften Elektroden mit dem Sandstrahl entfernen kann (und damit die Kapazität verkleinert).

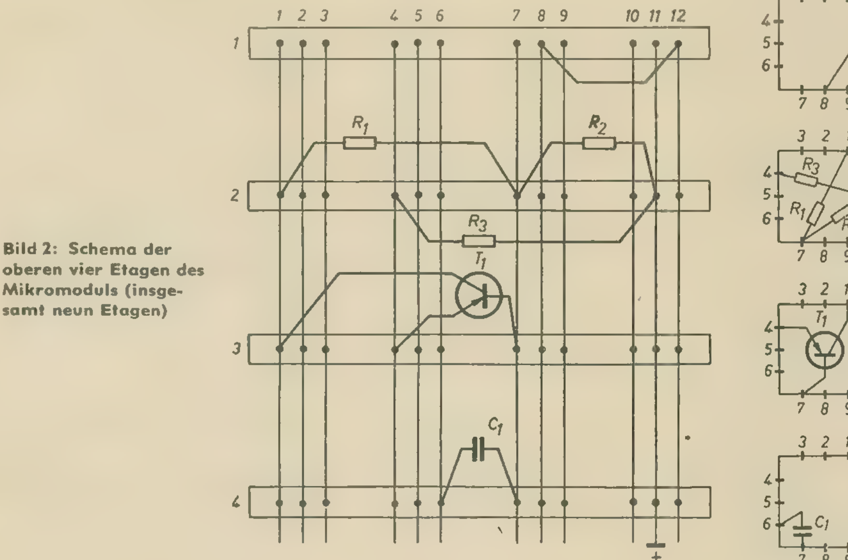


Bild 2: Schema der oberen vier Etagen des Mikromoduls (insgesamt neun Etagen)

Die auf den Plättchen aufgebrachten ohmschen Widerstände werden folgendermaßen hergestellt: Die Widerstandselemente besitzen auf jeder Seite zwei zueinander rechtwinklig angeordnete Widerstandsflächen, die an allen Seiten mit sämtlichen zwölf Anschlußpunkten verbunden sind. Man kann dann je nach Bedarf die Flächen auftrennen, verkleinern oder mäanderförmig aufteilen. Ebenso wie bei den Kondensatoren werden alle überflüssigen Anschlüsse entfernt. Durch das beschriebene Aufteilen und durch Abtragen von Teilen der Widerstandsschicht kann man alle beliebigen Widerstandswerte zwischen etwa 40 Ω und 20 kΩ herstellen. Größere oder kleinere Widerstände lassen sich durch Serien- oder Parallelschaltung einzelner Widerstandsplättchen erreichen.

Bei den Plättchen, die Dioden enthalten, liegt der eine Diodenanschluß fest, während der zweite durch Abtragen der Verbindungsleitungen mit dem Sandstrahl der Schaltung entsprechend gewählt wird. Da die Platten stets in acht verschiedene Stellungen gewendet und gedreht werden können, ergeben sich 8 (12 — 1) = 88 verschiedene Anschlußmöglichkeiten (für quadratische Plättchen mit je drei Anschlüssen auf jeder Seite).

Beim Aufbau eines Mikromoduls geht man am besten von den Transistoren aus, bei denen die Anschlüsse stets an denselben Anschlußpunkten liegen (1, 4 und 7, siehe Bild 2). Hier sind durch Wenden und Drehen demnach nur acht verschiedene Einbaumöglichkeiten gegeben, so daß das Transistorplättchen der Ausgangspunkt sein muß. Bei allen übrigen Schaltelementen mit nur zwei Anschlüssen hat man größere Freiheit beim Entwurf. Im allgemeinen gehen die zwölf Steigleitungen durch alle Etagen hindurch. In Sonderfällen kann es aber notwendig werden, eine oder die andere Steigleitung an irgendeiner Stelle aufzutrennen. Um dem Modul die notwendige mechanische Festigkeit zu geben, werden auch die Anschlußpunkte, die elektrisch gesehen frei bleiben könnten, durch Steigleitungen — hier einfache Drähte — miteinander verbunden.

Wenn die Einzelplättchen fertig sind, werden sie durch Anlöten der Steigleitungen zu Moduln vereinigt und zum Schluß in Formen aus elastischem Silikon vergossen. Das Gießharz wird mit einem Härter versetzt, gut durchgeknetet und die Mischung in die Gießform gegossen. Nach dem Vergießen wird der Mikromodul in einem temperaturgeregelten Ofen etwa fünf Stunden lang ausgehärtet. Danach läßt sich der fertige Modul aus der Silikonform ausbrechen.

A. Tewes

Ferrite und ihre Anwendung

Teil 2 und Schluß

Dipl.-Ing. H. FRÄNKEL

Anwendung der Ferrite

Die Anwendung der Ferrite erstreckt sich heute auf fast alle Gebiete der Nachrichten- und Hochfrequenztechnik. Teilt man die weichmagnetischen Ferrite nach ihren zum Teil anwendungsbedingten Eigenschaften ein, so ergibt sich etwa die folgende Gruppierung:

1. Hochpermeable Ferrite
2. Ferrite hoher Güte
3. Ferrite hoher Sättigung
4. Magnetostriktive Ferrite
5. Ferrite mit rechteckiger Hystereseschleife
6. Mikrowellenferrite
7. Ferrite für Sonderzwecke (Entstörtechnik, Modulation usw.)

Hochpermeable Ferrite verwendet man vorwiegend als Kernwerkstoff für Übertragerzwecke. An die Werkstoffkenndaten werden unterschiedliche Forderungen gestellt, je nachdem, ob die Verwendung bei Gleichstromvormagnetisierung erfolgt oder ob eine kleine bzw. mittlere Leistung bei niederen oder höheren Frequenzen übertragen werden soll.

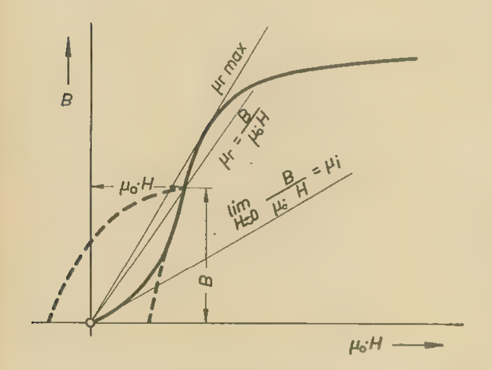


Bild 10: Definition der Anfangspermeabilität und der relativen Permeabilität

Obwohl die Anfangspermeabilität eine wichtige Werkstoffgröße darstellt, ist sie nur ein Grenzfall für $H \to 0$ (Bild 10). Sie interessiert nur für Aussteuerungen innerhalb des Rayleighgebietes, also für Eingangsübertrager.

Bei Aussteuerungen über das Rayleighgebiet hinaus treten irreversible Wandverschiebungen auf. Die Anfangspermeabilität kann nicht mehr maßgebend sein. Man muß mit der relativen bzw. Wechselfeldpermeabilität rechnen.

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 \cdot H} \qquad (8)$$

Die Wechselfeldpermeabilität ist die Steigung der Geraden, die den Nullpunkt mit der jeweiligen Kommutierungskurve (Spitze der ausgesteuerten Hysteresekurve) verbindet. Die Spitzen der Kommutierungskurven liegen auf der Neukurve. Das Maximum der relativen Permeabilität ergibt sich, wenn die Gerade die Tangente an die Neukurve bildet.

Für $H \to 0$ ergibt sich wieder

$$\lim_{H \to 0} \frac{B}{\mu_0 \cdot H} = \mu_i \qquad (9)$$

Die Wechselfeldpermeabilität ist ein wichtiges Kriterium bei der Leistungsübertragung (z. B. Zeilentrafos in Fernsehapparaten).

Die Verhältnisse bei Gleichstromvormagnetisierung und Aussteuerung durch ein Wechselfeld sind sehr wichtig und leider wenig bekannt. Durch das Gleichfeld wird ein Arbeitspunkt auf der Neukurve festgelegt.

Bei kleiner Wechselaussteuerung erhält man für kleine Änderungen ΔH auch kleine Änderungen ΔB (Bild 11).

Die Steigung nennt man Überlagerungspermeabilität μ_Δ.

$$\mu_\Delta = \frac{\Delta B}{\mu_0 \cdot \Delta H} \qquad (10)$$

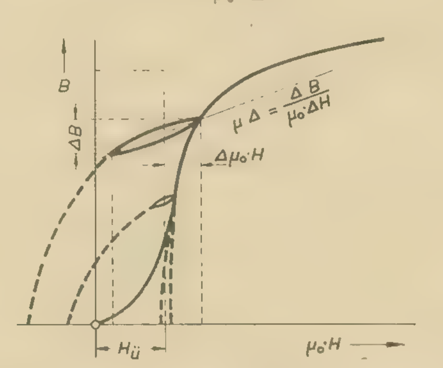


Bild 11: Aussteuerung bei Gleichstromvormagnetisierung; Bildberichtigung: $\Delta B \triangleq \mu_0 \cdot \Delta H$. Für $\Delta \mu_0 \cdot H$ lies $\mu_0 \cdot \Delta H$

Sie ist die wichtigste Permeabilität für Übertrager bei Vorhandensein eines Gleichfeldes.

Wird bei konstantem Gleichfeld die Aussteuerung $\Delta H_\sim$ vergrößert, so rutscht die ausgesteuerte kleine Schleife die Neukurve hoch, wobei sich μ_Δ ändert.

$$\mu_\Delta = f(H_=, H_\sim) \qquad (11)$$

Die Aussteuerung erfolgt längs des rücklaufenden Astes der Kommutierungskurve, die zu der bei der Aussteuerung auftretenden maximalen Feldstärke gehört.

$$H_{\ddot{u}max} = H_= + \Delta H \qquad (12)$$

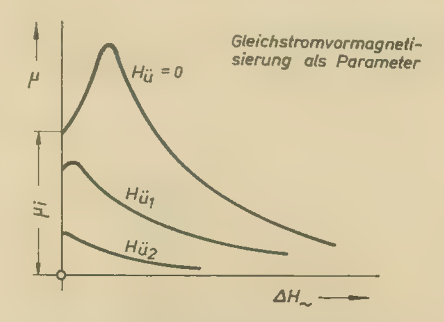


Bild 12: Überlagerungspermeabilität in Abhängigkeit von der Wechselfeldaussteuerung mit Gleichfeld als Parameter

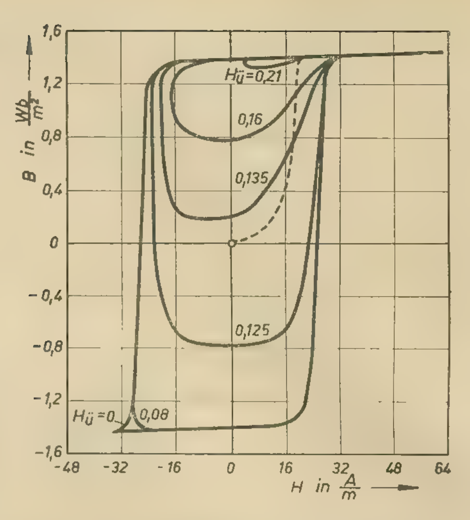


Bild 13: Unsymmetrische Wechselfeldpeitschenkurven durch Überlagerung mit verschiedenen Gleichfeldern $H_{\ddot{u}}$ am Texturwerkstoff 50 Ni Fe (nach *Reinboth*)

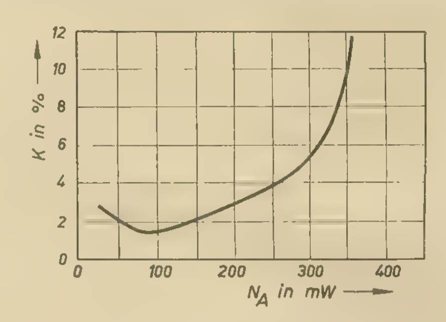


Bild 14: Klirrfaktor einer Transistorendstufe mit Ferritkernübertragern in Abhängigkeit von der Leistung

Den Verlauf der Überlagerungspermeabilität in Abhängigkeit von der Aussteuerung mit $H_{\ddot{u}}$ = Parameter zeigt Bild 12. Der Grenzwert

$$\lim_{\Delta H \to 0} \frac{\Delta B}{\mu_0 \cdot \Delta H} = \mu_{rev} \qquad (13)$$

heißt reversible Permeabilität und stellt die Steigung der Tangente an den rücklaufenden Ast der jeweiligen Kommutierungskurve dar. Die reversible Permeabilität wird mit zunehmender Gleichfeldbelastung kleiner. Bei großen Aussteuerungen gilt das Gesagte nicht mehr, es treten dann sogenannte Peitschenkurven auf (Bild 13).

Nach applikativen Untersuchungen an EE-Kernen aus Ferriten konnte in einer Transistorendstufe bei max. 350 mW Leistung ein Klirrfaktor $< 10\%$ erzielt werden (Bild 14).

Für Fernsehzwecke werden Übertrager in Zweilochkernform verwendet, um die symmetrische Antenne an das unsymmetrische Gerät anzupassen. Obwohl hier auch ein hohes μ_i erforderlich wäre, kann dieses bei hohen Frequenzen nicht realisiert werden. Man verwendet daher hierfür Nickel-Zink-Ferrite mit Permeabilitäten von 10 ··· 100. Es können weiterhin für größere Leistungen bis ~5 kW und bei Frequenzen von 1 ··· 30 MHz Ferrite in Balunübertragern verwendet werden.

Nicht unerwähnt soll das Gebiet der MM-Technik bleiben. L-Bauelemente sind hier erst durch Einführung der Ferrite, die im Preß- oder Spritzverfahren hergestellt werden, möglich geworden.

Die Herstellung hochpermeabler Ferrite kleiner Abmessungen bereitet gewisse Schwierigkeiten, da die Anfangspermeabilität bei kleiner werdendem Verhältnis Volumen zur Oberfläche kleiner wird. Mit einem Mikromodulkern aus Mn 1000 läßt sich bei einer Abmessung von 8×13×4 mm ein L-Wert von 250 mH erreichen.
Spezialferrite gestatten, noch klirrarmere Übertrager zu bauen als z. B. mit den Spezialblechen D 1 (Bild 15).

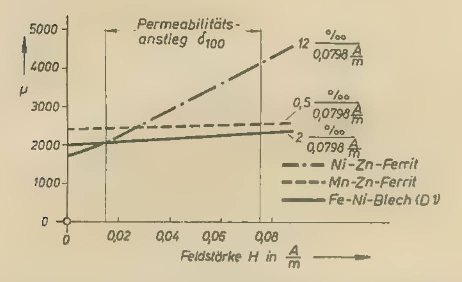


Bild 15: Anstieg der Permeabilität im Rayleighgebiet für verschiedene Ferritarten im Vergleich zu D 1-Blechen

Die Verwendung von Ferritkernen für Übertrager bringt neben der Senkung der Herstellungskosten und Gewichtsverminderung außerdem noch eine beträchtliche Einsparung von wertvollen Legierungsblechen.
Durch Einführung von Luftspalten werden hohe Permeabilitätswerte mehr beeinflußt als niedrige. Trotzdem verwendet man gescherte Kerne hoher Permeabilität, um eine gute Stabilität zu erreichen. Bei gleichzeitiger Gleichstromvormagnetisierung ergibt sich ein optimaler Luftspalt (Bild 16).

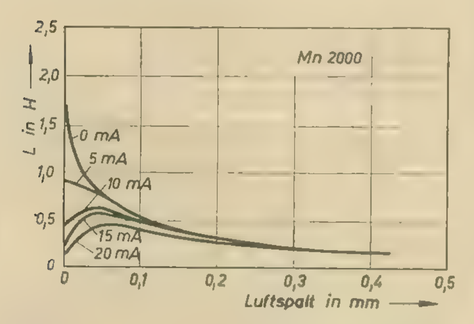


Bild 16: L-Wert in Abhängigkeit vom Luftspalt für Mn 2000, Gleichstromvormagnetisierung als Parameter

Ferrite hoher Güte

Für Schwingkreise ist die wichtigste Kenngröße die Güte

$$Q = \frac{\omega L}{R} \qquad (14)$$

In R stecken alle Verlustanteile, die aus Kernverlusten, Wicklungsverlusten und dielektrischen Verlusten bestehen.
Ein wichtiges Anwendungsgebiet ist die Verwendung der Ferrite als Richtantennen. Diese werden nicht nur in Rundfunkgeräten, sondern auch in kommerziellen Geräten, z. B. Flugzeugpeilanlagen usw. verwendet.
Die Wirksamkeit einer Antenne wird durch die effektive Antennenhöhe charakterisiert.

$$h_{eff} = \frac{\pi^2 \cdot L \cdot D_L \cdot 10^8 \mu_{eff}}{2 \cdot \lambda \cdot \mu_{sp}} \qquad (15)$$

Man erkennt die Abhängigkeit vom L-Wert des Antennenstabes, vom Litzenabstand plus Litzendurchmesser D_L, von der Stabpermeabilität μ_{eff}, von der Wellenlänge λ und von der wirksamen Permeabilität μ_{sp}.
Um vergleichbare Werte zu erhalten, muß, da der Antennenstab Teil des Eingangskreises ist, die Antennenhöhe auf diesen bezogen werden. Man erhält eine neue Antennenhöhe

$$h'_{eff} = h_{eff} \cdot ü, \qquad (16)$$

wobei ü die Spannungsüberhöhung des Eingangskreises bedeutet. Da die Ferritantenne einen Teil des Eingangskreises darstellt, kann Q = ü gesetzt werden. Die bezogene effektive Antennenhöhe hängt von der Güte und die effektive Antennenhöhe vom L des Stabes ab. Man kann aber die Windungszahlen nicht beliebig erhöhen, um ein hohes L zu erhalten, da dann eine kleinere Güte die Folge ist, die in gleicher Weise eingeht. Für μ_{eff} in Stabmitte gilt

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_r}{1 + 0{,}84 \left(\frac{d}{l}\right)^{1{,}7} \cdot (\mu_r - 1)} \qquad (17)$$

Hierbei sind d der Durchmesser und l die Länge des Antennenstabes.
Trägt man die Stabpermeabilität μ_{eff} mit der Ringkernpermeabilität μ_r als Parameter über dem l/d-Verhältnis des Antennenstabes auf, so erhält man Kurven nach Bild 17.
Für die Bemessung eines Antennenstabes erhält man bei vorgegebenem Antennenstabvolumen ein optimales l/d-Verhältnis. Bei üblichen Antennenstäben liegt dieses etwa bei 18 ··· 20. Die Güte des Stabes hängt außerdem noch von der Art und Lage der Wicklung ab. Die Güteabhängigkeit eines Antennenstabes vom Ort der Spule und die wirksame Permeabilität zeigt Bild 18.
Die Abhängigkeit der Güte von der Frequenz wird durch das Kernmaterial und durch die Art der Wicklung beeinflußt. Dieser Fall ist bei allen L-Bauelementen für höhere Frequenzen interessant.

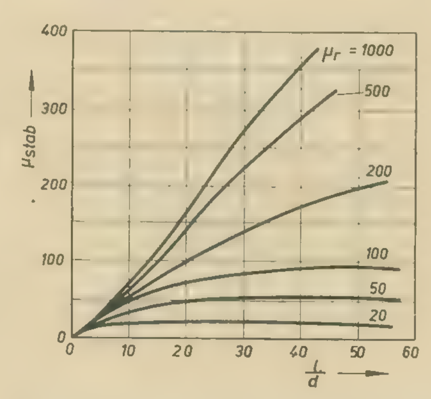


Bild 17: Abhängigkeit der Stabpermeabilität vom l/d Verhältnis mit der Ringkernpermeabilität als Parameter

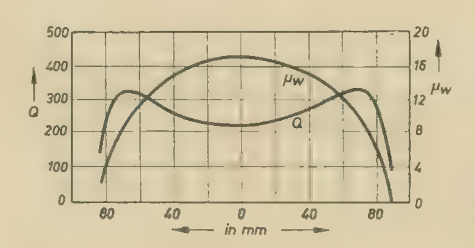


Bild 18: Güte- und Permeabilitätsverlauf längs eines Ferritantennenstabes

In der allgemeinen Gleichung für die Güte

$$Q = \frac{WL}{R}$$

setzt sich R zusammen aus

$$R = R_o + R_v + R_w, \qquad (18)$$

wenn man die dielektrischen Verluste des Kernes und der Wicklung vernachlässigt.
Hierbei sind

R_o der Gleichstromanteil der Wicklung,
R_v die Verluste des Kernes und
R_w die Wirbelstromverluste der Wicklung.

Für die Verluste im Ferritkern kann man entsprechend der Methode der Verlustauftrennung nach *Jordan* setzen

$$R_v = w \cdot f^2 \cdot L + h f \cdot H \cdot L + n \cdot f \cdot L, \qquad (19)$$

wobei
w der Wirbelstrombeiwert,
h der Hysteresebeiwert und
n der Nachwirkungsbeiwert sind.

Setzt man Gleichung (18) in Gleichung (14) ein und differenziert, so erhält man das Gütemaximum

$$Q_{max} = \sqrt{\frac{\pi}{\frac{R_o \cdot w'}{L} + \frac{n}{2}}} \qquad (20)$$

und die Lage

$$f = \sqrt{\frac{R_o}{w' \cdot L}},$$

wobei in w' die frequenzabhängigen Wirbelstromanteile der Wicklung und des Kernes zusammengefaßt sind.
Messungen bei konstantem R_o/L-Verhältnis lassen erkennen, daß die Höhe des Maximums in erster Näherung durch die Wicklung beeinflußt wird, während die Lage des Maximums durch den L- bzw. μ-Wert bestimmt wird.
Während ein Schalenkern geringe Streuungen aufweist und somit meist eine Abschirmung entfallen kann, muß bei Antennenstäben auf den Einbauort geachtet werden. Die Nähe von Metallmassen ergibt eine Dämpfung. Bild 19 zeigt den Einfluß der Dämpfung durch die Metallmasse eines Drehko mit einer Fläche von 9 cm². Die Güte kann bei ungeschicktem Einbau auf den dritten bis vierten Teil absinken.

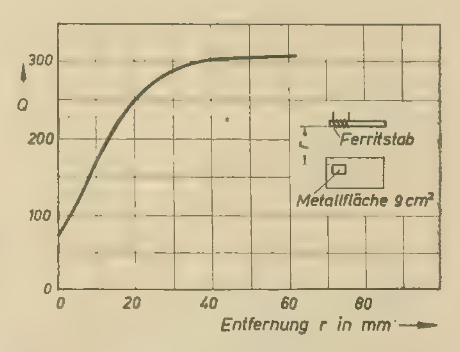


Bild 19: Dämpfungseinfluß eines Ferritantennenstabes durch benachbarte Metallteile

Ferrite hoher Sättigungsinduktion

Die Sättigungsinduktion der Ferrite erreicht bei weitem nicht die der Metalle. Dies liegt an dem schon erwähnten ferrimagnetischen Verhalten.

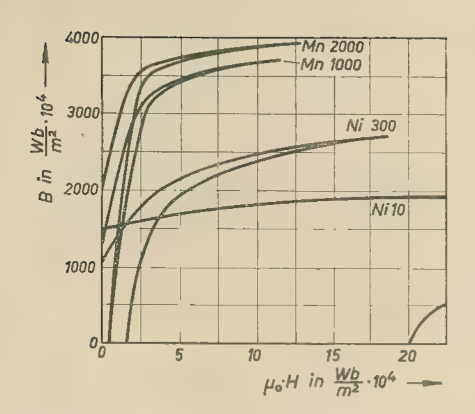


Bild 20: Sättigungsinduktion verschiedener Ferritarten

Für die Anwendungen bei niedrigen Frequenzen wird eine hohe Sättigungsmagnetisierung verlangt. Ferrite sind daher in der Starkstromtechnik nicht verwendbar.

Für Leistungsübertragung bei höheren Frequenzen sind dagegen Ferrite einsetzbar, da wegen der Wirbelstromverluste eine kleinere Induktion verwendet wird.

Die Verwendung von Leistungsferriten in der Fernsehtechnik bei etwa 16 kHz bedeutet außer einer Volumen- und einer Gewichtseinsparung eine technologisch einfachere Herstellung der Kernformen.

Für Zeilentrafos und Ablenkeinheiten werden Ferrite verwendet. Hier kommt es auf die Wechselfeldpermeabilität an, die in Abhängigkeit von der Temperatur bestimmte Bedingungen erfüllen muß. Außerdem spielt der Temperaturkoeffizient der Verluste eine große Rolle, der zur Vermeidung einer thermischen Aufschaukelung negativ sein soll.

Magnetostriktive Ferrite

Ferrite zeigen magnetostriktive Eigenschaften. Das bedeutet, daß sie ihre Abmessung im Rhythmus eines äußeren angelegten Feldes verändern. Ferrite lassen sich demnach als mechanische Schwinger verwenden. Dabei können Güten von 5000 ⋯ 10000 erreicht werden. Als Beispiel sei der Einsatz in den mechanischen Filtern gezeigt, wo der Ferrit die Rolle des elektromechanischen Wandlers übernimmt (Bild 21).

Der hohe spezifische Widerstand gestattet die praktisch wirbelstromfreie Anwendung von Ferriten auch bei höheren Filterfrequenzen. In metallischen Schwingern tritt bei Frequenzen der mechanischen Filtertechnik 0,1 bis 1 MHz eine zu starke Wirbelstromdämpfung auf.

Ferrite mit rechteckiger Hystereseschleife

In der digitalen Rechentechnik werden Ferrite mit rechteckiger Hystereseschleife eingesetzt. Unter den magnetischen Speichern bietet der Ferritkernspeicher gegenüber dem Trommelspeicher den Vorteil, daß keine bewegten Teile benötigt werden und der Informationsinhalt ohne Wartezeit abgelesen werden kann. Speicherkerne aus Ferriten haben einen Durchmesser von 1 ⋯ 2 mm. In einer Matrix werden unter Umständen Tausende von Ferritkernen verwendet. Die Forderungen, die an einen Speicherkern gestellt werden, sind: kurze Schaltzeit, hohes Nutzsignal, niedriges Störsignal und hohe Betriebssicherheit, d. h. Unempfindlichkeit gegen Temperatureinflüsse. Die Hysteresekurve soll möglichst rechteckig sein (Bild 22).

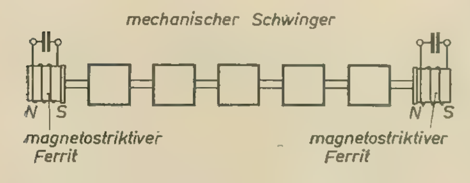


Bild 21: Prinzipieller Aufbau eines mechanischen Filters

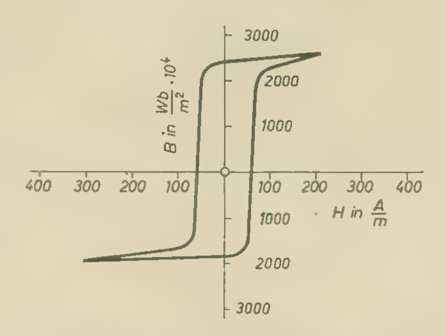


Bild 22: Hysteresekurve eines Schalt- bzw. Speicherferrites

Das Rechteckigkeitsverhältnis von Speicherferriten

$$R_s = \frac{B\left(-\frac{H_m}{2}\right)}{B\,(H_m)} \qquad (21)$$

soll $> 0{,}7$ sein. Die Schaltzeit, das ist die Zeit, die zum Ummagnetisieren benötigt wird, liegt etwa in der Größenordnung einer Mikrosekunde. Schalt- oder Speicherferrite sind im Grunde gleich, jedoch werden an Speicherferrite höhere Anforderungen gestellt. Im Grunde kann jedes magnetische Material zum Speichern verwendet werden, da die positive bzw. negative Remanenz sozusagen einen Erinnerungszustand darstellt. Nur ist infolge begrenzter Rechteckigkeit jedem magnetischen Werkstoff ein endliches Nutz/Störverhältnis zugeordnet. Schalt- bzw. Speicherferrite können auch in der kontaktlosen Vermittlungstechnik eingesetzt werden.

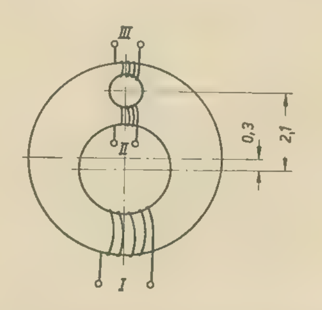


Bild 23: Prinzipieller Aufbau eines Transfluxors aus MGT 2

Eine Weiterentwicklung bildet der Transfluxor. Dies ist ein Ferritkern mit einem oder mehreren magnetischen Nebenschlüssen (Bild 23).

Der Transfluxor vereinigt gewissermaßen die Eigenschaften eines magnetischen Verstärkers und die eines Speichers.

Mikrowellenferrite

Versieht man ein Ferrit mit einer geeigneten Gleichfeldmagnetisierung, so erhält man einen sog. Richtungsisolator, d. h., die Energie wird nur in einer Richtung durchgelassen, während in der anderen Richtung eine starke Dämpfung einsetzt (Bild 24).

Eine weitere Anwendungsmöglichkeit bietet der sog. magnetische Faradayeffekt, der die Anwendung der Mikrowellenferrite als Frequenzweiche gestattet. Infolge des Faradayeffektes tritt eine Drehung der Polarisationsebene einer linear polarisierten elektromagnetischen Welle ein, wenn der Ferrit einem Gleichfeld ausgesetzt ist. Die Drehung hängt von der Größe des angelegten Gleichfeldes, der geometrischen Abmessung des Ferrites und von seiner Zusammensetzung ab. Das ausgesendete und das empfangene Signal beeinflussen sich praktisch nicht. Die Anwendung derartiger Mikrowellenweichen erfolgt z. B. in der Radartechnik. Die Anwendung der Mikrowellenferrite ist bei weitem noch nicht erschöpft. Sie können zur Frequenzmischung, Verdoppelung, Verstärkung und für andere Zwecke Verwendung finden. Als veränderliche Induktivität spielen Ferrite in der Variometertechnik eine entscheidende Rolle.

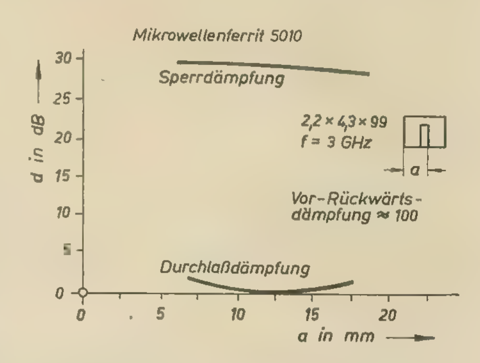


Bild 24: Durchlaß- und Sperrdämpfung eines Richtungsisolators

Ferrite für Modulation (Wobbelkerne)

Der zur Erzeugung einer Frequenzmodulation mit Reaktanzröhren erzielbare Frequenzhub ist recht klein. Durch Anwendung von Ferriten ist bei bedeutender Platzeinsparung eine preislich günstigere und technisch elegantere Möglichkeit der Frequenzmodulation gegeben.

Die Forderung an den Ferrit ist eine steile Hysteresekurve, damit bei geringer Feldstärkeänderung ein möglichst großer Hub erzielbar ist.

Wobbelkerne kommen beispielsweise in Prüfgeräten für Fernsehzwecke zum Einsatz. Es lassen sich Frequenzhübe von 50 MHz bei 200 MHz Bezugsfrequenz mühelos erreichen. Der entsprechende Ferritkern hat dabei nur eine Abmessung von 4 × 7 bzw. 2 × 7 mm. Spezielle Ni-Zn-Ferrite wurden für diesen Zweck entwickelt.

Ferrite in der Entstörtechnik

Auch in der Entstörtechnik lassen sich Ferritringkerne mit Erfolg verwenden, wenn man dafür sorgt, daß das Nutzungswechselfeld kompensiert wird. Bei der Kleinheit der Abmessungen bewirkt die Verwendung von

Ein einfacher Auslöseverzögerer

R. GÄRTNER

In der Praxis hat sich der Zweistrahloszillograf EO 2/130 „Duoskop“ von VEB TPW Thalheim bestens bewährt. Bei diesem Oszillografen besteht die Möglichkeit, in die Verstärkerkanäle eine Verzögerungsleitung einzuschalten. Dadurch wird der abzubildende Impuls gegen den Beginn der Strahlauslenkung genügend verzögert, so daß man auch die Vorderflanke statistischer Impulse gut erkennen kann.

Leider bereitet es Schwierigkeiten, eine Verzögerungsleitung völlig reflexionsfrei abzuschließen. Diese Schwierigkeit konnte offenbar auch beim „Duoskop“ nicht völlig beseitigt werden.

Bild 1 zeigt einen mit dem „Duoskop“ unter Verwendung der eingebauten Verzögerungsleitung aufgenommenen 1-μs-Impuls. Man erkennt deutlich im Abstand von 0,5 μs (gleich der Laufzeit der Verzögerungsleitung) hinter den Flanken des Impulses kleine „Pipse“, die auf eine kapazitive Fehlanpassung der Verzögerungsleitung hindeuten. Diese „Pipse“ wirken mitunter sehr störend; besonders dann, wenn die Impulsbreite in die Größe der Laufzeit der Verzögerungsleitung fällt. Dann wird ein Über- oder Unterschwingen vorgetäuscht, das tatsächlich auf dem Eingangsimpuls des Oszillografen gar nicht vorhanden ist.

Bei statistisch verteilten Impulsen, wie sie

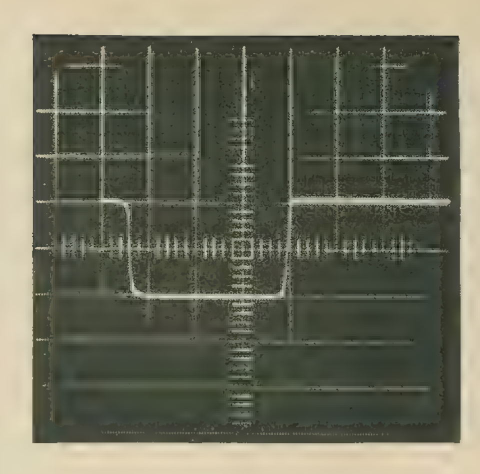
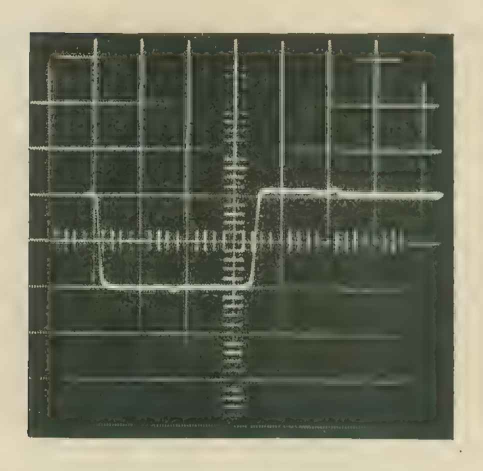
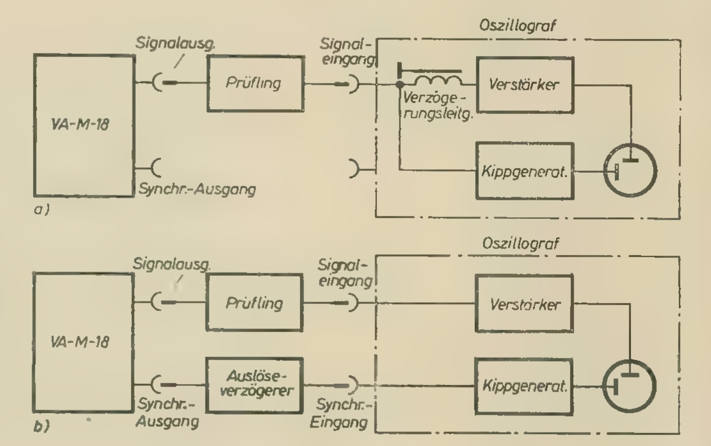


Bild 2: Gleicher Impuls wie im Bild 1, jedoch ohne Verzögerungsleitung mit Auslöseverzögerer aufgenommen



◀ **Bild 1: Impuls mit etwa 1 μs Breite, aufgenommen mit „Duoskop“ unter Verwendung der eingebauten Verzögerungsleitung**

▶ **Bild 3: Blockschaltbild zur Prüfung einer Schaltung mittels Oszillograf a) Signalimpuls wird durch Verzögerungsleitung verzögert b) Vorlaufender Synchronisierimpuls wird durch Auslöseverzögerer verzögert**



Permeabilitäten von 3000 ··· 4000 außer einer guten Entstörwirkung auch eine wesentliche Kupfereinsparung.

Die Anwendung der Ferrite ist bei weitem noch nicht erschöpfend behandelt. So können für Abschirmzwecke mit Ferritpulver gespritzte Schichten verwendet werden. Als Dämpfung für dm-Wellen werden Ferritperlen eingesetzt.

Das hohe ε gestattet in Verbindung mit dem hohen μ gemäß

$$\lambda = \frac{C}{\sqrt{\mu \cdot \varepsilon}} \qquad (22)$$

eine Verkürzung der geometrischen Leiterlängen für eine bestimmte Wellenlänge.

Sonstige Anwendungen

Ferrite werden heute in der Tonbandtechnik für Lösch-Sprech- und Hörköpfe verwendet. Die Härte der Ferrite bietet den Vorteil eines außerordentlich geringen Verschleißes.

Ferrite haben sich das gesamte Gebiet der Höchstfrequenztechnik erobert. Verschiedene Ferritarten, wie z. B. Perminvarferrite oder hexagonale Strukturen sind bis zu Frequenzen von 3000 MHz verwendbar.

Die technologischen Herstellungsmöglichkeiten von Ferritteilen für Resonanzsysteme im Preß-, Zieh-, Gieß- und Spritzverfahren berechtigt zur Annahme, daß die bisherigen Varianten in Gestaltung und Anwendung heute bei weitem noch nicht erschöpft sind.

Literatur

[1] Dr.-Ing. H. Henniger: Wirbelstromverluste in ferromagnetischen Stoffen komplexer Leitfähigkeit; Elektrotechnik 9 (1952) und 10 (1952)

[2] Dr.-Ing. H. Henniger: Untersuchungen über den Temperaturkoeffizienten der Anfangspermeabilitäten von Pulverwerkstoffen; Wiss. Zeitschrift TH Dresden 6 (1956/57)

[3] H. Reinboth: Technologie und Anwendung magnetischer Werkstoffe; VEB Verlag Technik Berlin

[4] Dr. Dr. F. Fröhlich: Ferromagnetische Werkstoffe; VEB Verlag Technik Berlin

[5] H. Reinboth: Ferrite, hochwertige Werkstoffe der Nachrichtentechnik: Nachrichtentechnik 8 (1958)

[6] W. Gieseke: Der Ferrimagnetismus der Ferrite; Siemens Zeitschrift 1 (1957)

[7] W. Kampczyk: Einige Eigenschaften und Anwendungen hochpermeabler Ferrite; Siemens Zeitschrift 2 (1960)

[8] M. Kornetzki: Meßergebnisse an hochpermeablen Ferritkernen; Zeitschrift für angewandte Physik 1 (1957)

[9] H. Widmann: Über die Herstellung von Ferriten; Glas-Email Keram. Technik 9 (1961)

[10] Dr. Ing. C. Heck: Ferrite, Stand der Technik und Entwicklung der letzten Jahre; radio mentor 9, 10, 11 (1959)

[11] E. Houdremont: Ferromagnetismus und Werkstoff; Technische Mitteilung Krupp 18 (1942)

[12] W. Heister: Mangan-Zink-Ferrite hoher Permeabilität; Techn. Mitteilung Krupp 6 (1957)

[13] H. Legler: Dimensionierung von Ferritantennen für optimale Empfangseigenschaften (unveröffentl. Bericht WTZ Rundfunk und Fernsehen Dresden)

[14] F. Schreiber: Der Transfluxor als Verstärker; NTF 21 (1960)

[15] G. Mers: Ferritkernspeicher der elektronischen Vermittlungstechnik; NTZ 6 1961)

[16] C. Heck u. I. Weber: Ferritkerne für Schnellspeicher und ihre Betriebseigenschaften; NTZ 4 (1961)

[17] M. Kornetzki: Ferrit-Kerne für die Nachrichtentechnik; Siemens Zeitschrift 4 (1953)

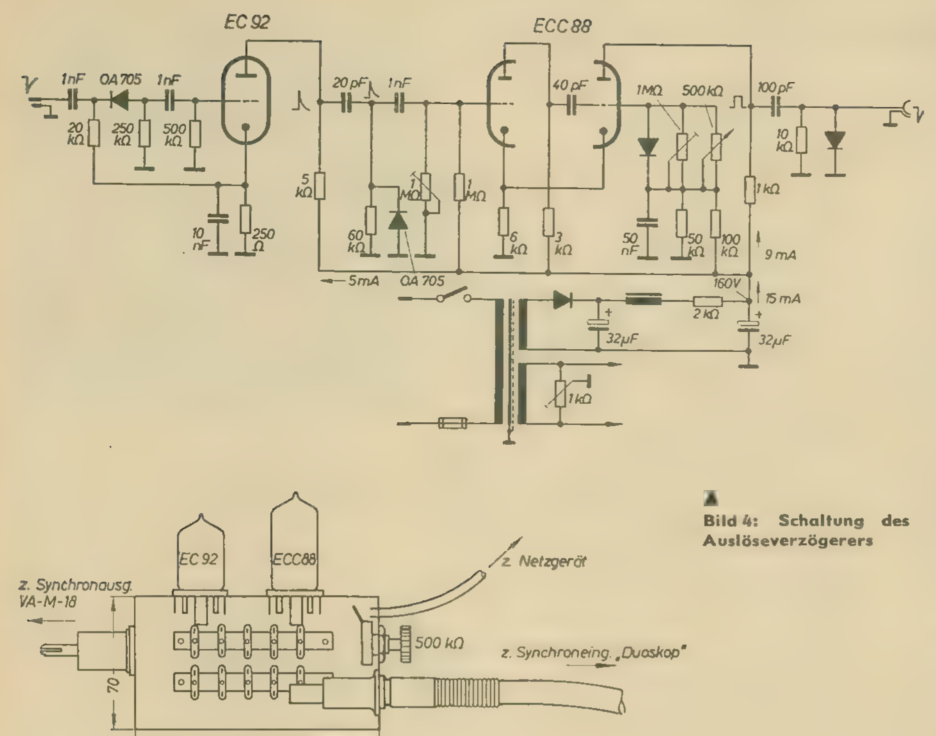
z. B. von kernphysikalischen Strahlendetektoren geliefert werden, ist die Verzögerung des Signalimpulses gegen den Beginn der Strahlauslenkung die einzige Möglichkeit, den Impulsbeginn sichtbar zu erhalten. Hier muß man also den Nachteil der Reflexionen in Kauf nehmen. Dagegen erfolgen die Prüfung und der Abgleich von Meßgeräten der Impulstechnik fast ausschließlich mit periodischen Impulsen bzw. Impulsgruppen aus einem Impulsgenerator. Der für derartige Messungen oft benutzte Dreifachimpulsgenerator VA-M-18 [1] besitzt einen Synchronausgang, an dem ein um etwa 12 μs dem Signalimpuls vorlaufender Synchronisierimpuls abgenommen und dem Oszillografen zum Auslösen des Kippvorganges zugeführt werden kann. Der Signalimpuls erscheint also um die genannte Zeit nach dem Beginn der Strahlauslenkung auf dem Oszillografenschirm, so daß man auf das Einschalten der Verzögerungsleitung verzichten kann.

Für hohe Ablenkgeschwindigkeiten ist die Zeit von 12 μs jedoch zu lang. Deshalb wurde ein einfacher Auslöseverzögerer gebaut, der den Synchronisierimpuls des Dreifachimpulsgenerators VA-M-18 zwischen 1 μs und 15 μs verzögert, bevor er zur Auslösung des Kippvorganges dem Oszillografen zugeführt wird. Damit ist es möglich, den Fußpunkt des Signalimpulses stetig um 14 μs zu verschieben. Bild 2 zeigt den gleichen Impuls wie im Bild 1, jedoch ohne Verzögerungsleitung unter Benutzung des Auslöseverzögerers aufgenommen. Impulsdach und Grundlinie sind hier völlig frei von störenden „Pipsen". Die entsprechenden Blockschaltbilder der Meßanordnungen zeigt Bild 3. Im Bild 4 ist die Schaltung des Auslöseverzögerers angegeben. Der Störpegel des Synchronisierimpulses des Dreifachimpulsgenerators VA-M-18 wird durch eine vorgespannte Diode begrenzt und der Impuls in einer EC 92 verstärkt. Nach Differenzierung stößt der verstärkte Impuls einen Univibrator an, dessen Kippzeit an einem Drehwiderstand in den angegebenen Grenzen verändert werden kann. Die Rückflanke des Ausgangsimpulses des Univibrators, die um die Kippzeit gegen den Synchronisierimpuls des Dreifachimpulsgenerators verzögert ist, wird dann zum Auslösen des Kippvorganges auf den Synchronisiereingang des Oszillators gegeben.

Bild 5 zeigt schematisch den Aufbau des Auslöseverzögerers. Als Chassis dient ein Blechkästchen mit den Abmessungen 50 × 70 × 100 mm, dessen eine Breitseite mit einem Deckel verschließbar ist. An der linken Wand ist ein HF-Stecker angelötet, der direkt in die HF-Buchse des Synchronisierausganges des Dreifachimpulsgenerators gesteckt wird. Gegenüber sind der Kleinschichtdrehwiderstand zum Einstellen der Verzögerungszeit und eine HF-Buchse als Ausgang angebracht. Außerdem führt noch eine dreipolig abgeschirmte Leitung zum getrennten Netzteil.

Literatur

[1] W. Lange: Ein Generator zur Erzeugung von Dreifach-Impulsen; radio und fernsehen 7 (1959) S. 225 ··· 230



▲ **Bild 4: Schaltung des Auslöseverzögerers**

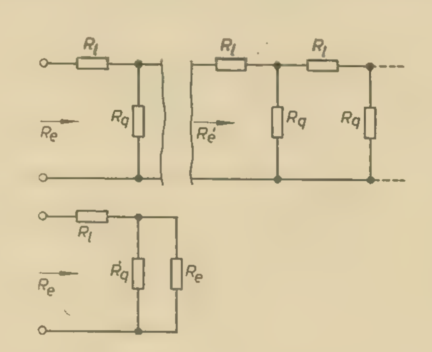
Bild 5: Aufbau des Auslöseverzögerers

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von R. GÄRTNER

Lösung zur Aufgabe 6:

Wir hatten vorausgesetzt, daß die Spannungsteilerkette aus unendlich vielen Gliedern besteht. Trennen wir das erste Glied der Spannungsteilerkette einmal ab und messen den Eingangswiderstand R_e' der restlichen Kette, also den Widerstand am Eingang des zweiten Gliedes, so würden wir selbstverständlich



einen anderen Wert als R_e erhalten, wenn die Kette nur eine endliche Anzahl Glieder besäße. Bei insgesamt zwei Gliedern wäre z. B. $R_e' = R_l + R_q$, bei drei Gliedern $R_e' = R_l + R_q \parallel (R_l + R_q)$ usw. Je größer die Zahl der Glieder wird, um so mehr nähern sich die Werte der Eingangswiderstände R_e und R_e'. Bei unendlich vielen Gliedern sind sie schließlich gleich groß. Dann können wir aber die restliche Spannungsteilerkette ab dem zweiten Glied durch diesen Widerstand R_e' ersetzen und ihn zur Berechnung von R_e als parallel zum Widerstand R_q des ersten Gliedes wirkend einzeichnen. Dann erhalten wir die einfache Beziehung

$$R_e = R_l + \frac{R_q \cdot R_e}{R_q + R_e},$$

die wir in die quadratische Gleichung

$$R_e^2 - R_e R_l - R_l R_q = 0$$

umformen.

Für den gesuchten Eingangswiderstand gilt also

$$R_e = \frac{R_l}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{R_l}{2}\right)^2 + R_l R_q},$$

und mit den gegebenen Werten wird

$$R_e = 10 \pm \sqrt{100 + 300}$$

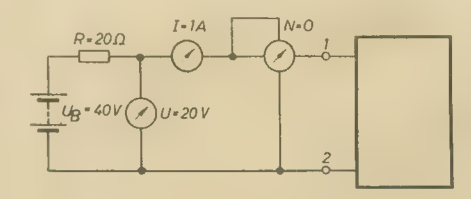
$$R_e = 10\ \Omega \pm 20\ \Omega$$

Aufgabe 7:

Von den beiden Werten des zweiten Summanden fällt natürlich der negative fort, da sich sonst ein negativer Eingangswiderstand ergeben würde, und wir erhalten

$$R_e = 30\ \Omega$$

In der nebenstehenden Schaltung zeigen die als verlustfrei angenommenen Drehspulinstrumente eine Spannung U = 20 V und einen



Strom I = 1 A an, während am Leistungsmesser Null abgelesen wird. Welche Bauelemente enthält der am Ausgang der Schaltung angeschlossene Zweipol?

Ein Universalfernsehservicegerät in Bausteinweise III

NORBERT PUDOLLEK

Bauanleitung für einen Wobbelbaustein

Die zweite Baugruppe für das Universalfernsehservicegerät [siehe radio und fernsehen 18 und 19 (1962)] bildet ein in sich abgeschlossener Wobbelgenerator mit einem Frequenzbereich von 0 ··· 230 MHz. Er ist für zeitsparende Untersuchungen der Durchlaßkurven von Hf- und Zf-Verstärkern geeignet. In Verbindung mit einem Diodentastkopf lassen sich auch einzelne Verstärkerstufen oder Filter getrennt abgleichen. Die Verwendung eines Wobbelgenerators bietet gegenüber der bewährten Methode mit Meßsender und Röhrenvoltmeter den Vorteil, daß sich beim Abgleich einer einzelnen Verstärkerstufe (beispielsweise im Zf-Verstärker des Fernsehempfängers) die Auswirkung auf die Gesamtdurchlaßkurve sofort übersehen läßt.

Die erforderlichen Bandbreiten für Fernsehempfänger und Antennenverstärker bedingen Wobbelgeneratoren mit großem Frequenzhub. Ein guter Wobbeloszillator sollte einen maximalen Hub von mindestens 20 MHz durchlaufen können. Für derartige Frequenzhübe werden allgemein elektromechanische oder ferromagnetische Wobbelverfahren angewendet. Die ersteren benutzen zumeist eine veränderliche Kapazität, die durch einen Motor oder ein spezielles Magnetsystem gesteuert werden. Im Wobbelbaustein nach Bild 1 kommt das ferromagnetische Wobbelverfahren zur Anwendung.

Neben dem relativ großen Frequenzhub soll der Wobbeloszillator eine konstante HF-Spannung bei allen Frequenzen erzeugen. Das ist nur dann möglich, wenn man eine stabile Oszillatorspannung mit einer genügend steilen Röhre verwendet. Der Wobbeloszillator arbeitet auf einer sogenannten Mittenfrequenz von 135 MHz. In diesem Frequenzbereich befinden sich weder Rundfunk- noch Fernsehsender. (Als Mittenfrequenz bezeichnet man die Oszillatorfrequenz beim Hub = 0.)

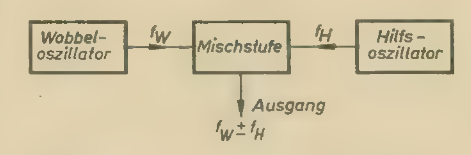


Bild 2: Prinzipieller Aufbau des Wobbelbausteines

sich dafür auch ein beliebiger Meßsender verwenden. Der Markengeber wird lose an den Prüfling gekoppelt. Durch Überlagerung der Wobbelfrequenz mit der Frequenz des Markengebers entstehen Schwebungen, die nach dem Zwischenschalten eines Tiefpaßgliedes als sogenannte „Pipse" oder Meßmarken auf dem Oszillogramm sichtbar werden.

Das ferromagnetische Wobbelverfahren beruht auf einer Magnetisierung eines HF-Eisenkernes, der in Abhängigkeit von der Stärke des Magnetfeldes seine Permeabilität ändert. Dazu wird der Ferritkern der Oszillatorspule in den Luftspalt einer Drossel mit Dynamoblech gebracht. Diese Drossel wird an eine Wechselspannung gelegt, die synchron mit der

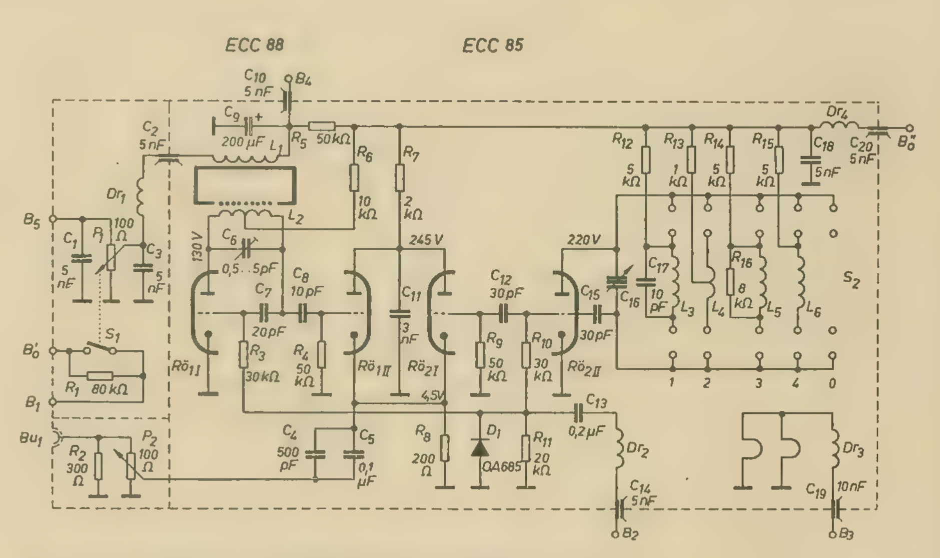


Bild 3: Stromlaufplan des Wobbelgenerators (Bildfehler, D_1 umpolen)

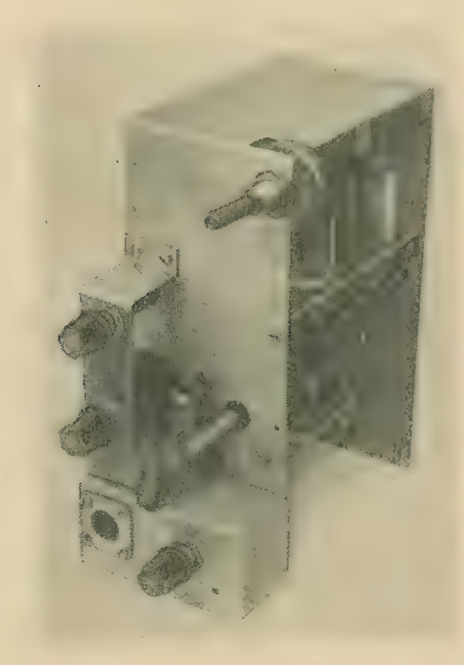


Bild 1: Wobbelbaustein als Aufbaustufe zum Universalfernsehservicegerät

Die interessierenden Frequenzen von 0 ··· 230 MHz entstehen erst nach Mischung der Wobbeloszillatorspannung mit der Spannung eines Hilfsoszillators. Die Frequenz des Hilfsoszillators ist durchstimmbar, während der Wobbeloszillator auf einer festen Mittenfrequenz arbeitet. Bild 2 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Wobbelbausteines, der im wesentlichen aus den beiden Oszillatoren und der Mischstufe besteht.

Bei der Mischung der beiden Oszillatorfrequenzen entstehen zusätzliche unerwünschte Mischprodukte, die i. a. von dem zu untersuchenden Meßobjekt selbst unterdrückt werden. Es empfiehlt sich aber, diese Störstellen stets zu berücksichtigen, um eventuelle Fehlmessungen zu vermeiden. An die Frequenzgenauigkeit von Wobbel- und Hilfsoszillator werden keine allzuhohen Forderungen gestellt, da das Auswerten der Oszillogramme zweckmäßigerweise mit einem Markengeber vorgenommen wird. Im Universalfernsehservicegerät werden diese Marken im Prüfgeneratorbaustein erzeugt. Ebenso läßt

Zeitablenkung im Oszillografen verläuft. Die Wechselspannung verursacht eine Induktivitätsänderung der Oszillatorspule, so daß die Oszillatorspannung im Rhythmus der Wechselspannung frequenzmoduliert wird. Der Hub der Oszillatorfrequenz ist von der Amplitude der angelegten Wechselspannung abhängig. Bei Verwendung eines geeigneten Ferritkernes läßt sich ein annähernd linearer Frequenzhub bis zu 20 MHz ohne weiteres erreichen. Die Linearität des Hubes kann im fertigen Universalfernsehservicegerät jederzeit kontrolliert werden, wenn der Prüfgenerator mit der 1 MHz Quarzfrequenz moduliert wird.

Schaltung

Den Stromlaufplan des vollständigen Wobbelbausteines zeigt Bild 3. Der Wobbeloszillator ist mit einem Triodensystem der ECC 88 ($Rö_{1I}$) bestückt. C_6 und L_2 bilden den frequenzbestimmenden Schwingkreis, an dessen Mittelanzapfung über R_6 die Anodenspannung zugeführt wird. Als HF-Eisenkern für die Oszillatorspule wurde ein Zylinderstift 4,2 × 12 mm aus

Manifer 210 verwendet. Der HF-Kern liegt im Luftspalt eines nach Bild 4 abgeänderten Blechpaketes, das aus den Blechen eines Transformatorkernes vom Typ M 42 besteht.

Da die Frequenzmodulation durch eine Sinusspannung hervorgerufen wird, ist es notwendig, der Feldspule des Wobbelsystems eine entsprechende Vormagnetisierung durch einen Gleichstrom zu geben. Damit ergibt sich ein Arbeitspunkt, der bei 15 mA liegt, so daß sich noch ein Maximalhub von 25 MHz einstellen läßt. Die Wechselspannung wird der Heizwicklung des Netztransformators entnommen. Für die Einstellung des Wobbelhubes ist der Regelwiderstand P_1 vorgesehen. Der Elektrolytkondensator C_9 schließt den Wechselstromkreis zum Chassis hin und verhindert gleichzeitig ein Eindringen der Brummspannung in den Stromversorgungsteil. Der Gleichstrom für die Vormagnetisierung, über den Anschlußpunkt B_4 zugeführt, wird durch einen Spannungsteiler im Netzteilbaustein eingestellt.

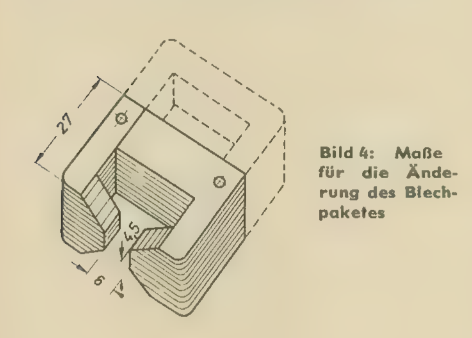


Bild 4: Maße für die Änderung des Blechpaketes

Dieser Strom durchfließt auch den Regler für den Wobbelhub, dessen Widerstand gegenüber dem Vorwiderstand im Netzteil vernachlässigbar klein ist. Dadurch bleibt beim Verändern des Wobbelhubes die Mittenfrequenz praktisch unverändert.

Zwischen der Frequenzmodulation des Wobbeloszillators und der Ablenkung am Bildschirm muß eine bestimmte Phasenbeziehung bestehen. Zu jedem Punkt der Horizontalablenkung gehört eine ganz bestimmte Frequenz des Wobblers. Daher wird es notwendig sein, für die Ablenkspannung einen veränderlichen Phasenschieber vorzusehen. Bei richtiger Phaseneinstellung beginnt der Elektronenstrahl beim Scheitelwert der Wechselspannung von links nach rechts über den Bildschirm zu wandern. In dieser Zeit läuft der Wobbeloszillator von der tiefsten bis zur höchsten Frequenz durch. Danach würde der Elektronenstrahl umkehren und noch einmal alle Frequenzen, diesmal von der höchsten bis zur niedrigsten, durchlaufen. Die richtige Phasenlage ist immer dann gewährleistet,

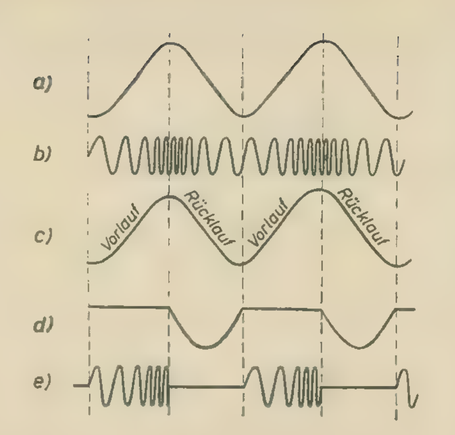


Bild 5: Phasenbeziehungen zwischen Ablenk- und Wobbelspannung a) 50 Hz-Wobbelspannung, b) HF-Wobbelspannung, c) Ablenkspannung, d) Austastspannung, e) getastete HF-Wobbelspannung

wenn sich die Frequenzen, die in beiden Halbperioden erzeugt werden, genau decken.

Für die Abbildung von Resonanzkurven ist demnach nur eine einzige Halbperiode für die Frequenzmodulation des Wobbeloszillators notwendig. Das ergibt die Möglichkeit, den Oszillator während einer Halbperiode auszutasten, so daß in dieser Zeit keine Hf-Spannung erzeugt wird. Der Elektronenstrahl schreibt dann eine Nullinie, die bei der Auswertung von Durchlaßkurven sehr nützlich sein kann. Zwischen Ablenk- und Austastspannung muß ein Phasenunterschied von 90 Grad vorliegen. Dazu wird im Netzteilbaustein ein weiterer, ebenfalls veränderlicher Phasenschieber verwendet. Er liegt über einer angezapften Heizwicklung. Die 90 Grad verschobene Spannung gelangt über B_2 in den Wobbelbaustein. Mit der Germaniumdiode D_1 wird die positive Halbwelle abgeschnitten und es entsteht eine negative Austastspannung, die über R_9 und R_{10} an die Gitter der Oszillatoren gelangt. Im Bild 5 werden die Phasenbeziehungen der erwähnten Spannungen gezeigt.

Die HF-Spannung des Wobbeloszillators wird über C_8 auf die Mischstufe gekoppelt.

Als Hilfsoszillator dient eine Triode der ECC 85 ($Rö_{2II}$). Sie wird in üblicher Dreipunktschaltung betrieben. Für die Bereichsumschaltung werden mit S_2 verschiedene Spulen dem Abstimmdrehkondensator C_{16} parallelgeschaltet. Entsprechend dem jeweiligen Frequenzbereich sind unterschiedliche Anodenwiderstände vorgesehen, damit sich für alle Frequenzen annähernd gleiche Schwingamplituden ergeben. L_5 mußte zusätzlich mit einem 8-kΩ-Widerstand bedämpft werden. Der Abstimmbereich des Drehkondensators ist im ersten Bereich mit C_{17} eingeengt. Für alle Frequenzbereiche ergibt sich eine annähernd lineare Skalenteilung. Über C_{12} gelangt die Spannung des Hilfsoszillators an die Mischstufe. In Schalterstellung „0" von S_2 ist der Hilfsoszillator außer Betrieb.

Die Mischstufe besteht aus den übrigen Systemen der ECC 88 und ECC 85 ($Rö_{1II}$ und $Rö_{2I}$). Die Katoden beider Röhren sind parallelgeschaltet. Über die Gitter werden die Oszillatorspannungen zugeführt. Die Mischung erfolgt additiv, so daß am Katodenwiderstand R_8 das vollständige Frequenzgemisch aus Summen- und Differenzfrequenzen zur Verfügung steht. Dem Katodenwiderstand ist über C_4 und C_5 der Ausgangsspannungsteiler P_2 parallelgeschaltet. P_2 ist unmittelbar mit der 75-Ω-Hf-Buchse verbunden.

Am Ausgang des Wobbelbausteines sind Frequenzen nach Tabelle 1 abnehmbar.

Mechanischer Aufbau

Der Maniferkern wird auf 6 mm verkürzt und in den Luftspalt des Blechpaketes eingepaßt. Die Kanten des Maniferkerns sind wieder plan zu schleifen. Zwischen Maniferkern und den Dynamoblechen ist eine dünne (etwa 0,1 mm) Styroflexfolie einzulegen, so daß der HF-Kern sehr straff sitzt. Die Feldwicklung weist keine Besonderheiten auf. Sie besteht aus 2900 Windungen Kupferlackdraht. Dazu wird weiterhin der Wickelkörper des Transformatorblechpaketes benutzt. Beim Herstellen des Luftspaltes ist darauf zu achten, daß innerhalb der Bleche keine magnetischen Schlüsse entstehen. Die Bleche sind sorgfältig zu entgraten und werden wechselseitig geschichtet.

Die Oszillatorspule, nach Tabelle 2 gewickelt, wird nach dem Zwischenlegen einer dünnen Styroflexfolie sehr straff auf den Maniferkern gewickelt. Die Spulenenden werden abgebunden und verzinnt. Nach dem Zusammenbau des Wobbelteiles wird die Oszillatorspule nebst

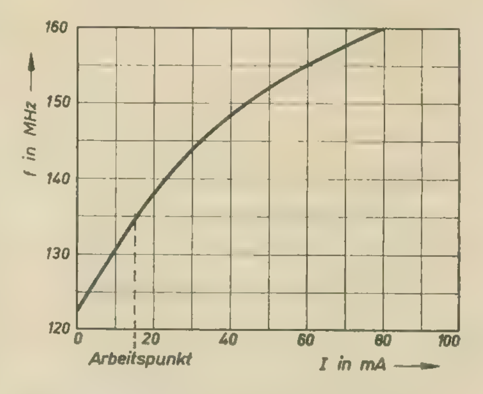


Bild 6: Oszillatorfrequenz in Abhängigkeit vom Magnetisierungsstrom

Tabelle 1: Frequenzbereiche des Wobblers

Schalterstellung	Frequenzbereich	Hilfsoszillatorfrequenz	Störfrequenz
0	135 MHz	0	0
1	—10 ··· 0 ··· 55 MHz	125···190 MHz	260···325 MHz
2	10 ··· 105 MHz	145···240 MHz	280···345 MHz
3	175 ··· 196 MHz	40···61 MHz	95···74 MHz
4	200 ··· 230 MHz	65···95 MHz	70···35 MHz

Tabelle 2: Wickeldaten der Spulen und Drosseln

L_1	2700 Wdg.	0,2 Cul	(Feldspule)
L_2	2×4 Wdg.	0,4 CulS	mit Kern
L_3	3 Wdg.	1,0 CuS	Luftspule 10 ∅
L_4	Kurzschlußwdg.	2,0 CuS	
L_5	10 Wdg.	0,5 Cul	Luftspule 7 ∅
L_6	6 Wdg.	0,5 Cul	Luftspule 7 ∅
Dr_1	25 Wdg.	0,5 Cul	auf Schichtwiderstand 0,5 W
Dr_2	25 Wdg.	0,5 Cul	auf Schichtwiderstand 0,5 W
Dr_3	25 Wdg.	0,5 Cul	auf Schichtwiderstand 0,5 W
Dr_4	40 Wdg.	0,2 Cul	auf Schichtwiderstand 0,5 W

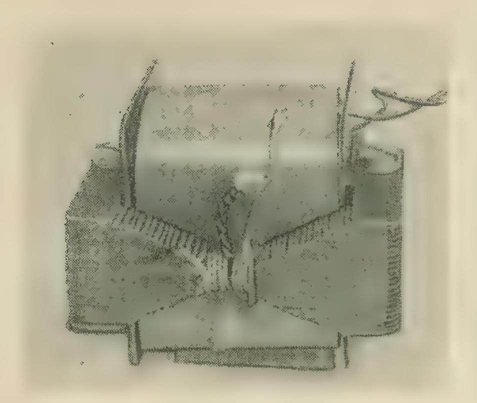


Bild 7: Fertiges Wobbelsystem

Maniferkern mit Polystirolkleber im Dynamoblech verleimt.

Der auf diese Weise aufgebaute Wobbeloszillator besitzt eine wie im Bild 6 gezeigte Frequenzcharakteristik in Abhängigkeit vom Magnetisierungsstrom. Bild 7 zeigt das fertige Magnetsystem für den Wobbeloszillator.

Der gesamte HF-Teil der Wobbelbausteine ist in einem allseitig verschließbaren Blechgehäuse von 74 × 105 × 175 mm untergebracht. Die Bedienungsorgane sind entsprechend den Belangen des Universalfernsehservicegerätes angeordnet. Innerhalb des Blechgehäuses, dessen Abmessungen dem Bild 8 zu entnehmen sind, befindet sich eine Chassisplatte. Darauf sind beide Röhren und der Drehkondensator befestigt. Unmittelbar unter dem Drehkondensator ist der Bereichsumschalter angebracht, so daß sich innerhalb der Oszillatorschaltung kürzeste Verbindungen ergeben. Für den Antrieb des Skalenzeigers machte sich dadurch eine zusätzliche Antriebswelle erforderlich. Diese Welle ist durch einen Seilzug mit der Achse des Drehkondensators verbunden. Die verwendeten Seilrollen besitzen einen Durchmesser von 27 mm.

Als Bereichsumschalter dient ein sogenannter Mehrstellenschalter, der aus der „Bastel- und Reparaturpackung“ vom VEB Elektrotechnik Eisenach zusammengebaut werden kann. Die Spulen $L_3 \cdots L_6$ sind freitragend auf den Schalter gelötet und sollten nach dem Abgleich mit Polystirolkleber gut verleimt werden, damit sich ein stabiler Aufbau ergibt. Für den Bereich 2 besteht L_4 allein aus den Leitungsinduktivitäten. Hierfür sind entsprechend dicke Leitungsdrähte zu verwenden.

Die Anordnung des Wobbelsystems ergibt ebenfalls kürzeste Verbindungen zur Oszillatorröhre. Der Abgleichtrimmer für den Wobbeloszillator (C_6) ist am Dom der Röhrenfassung befestigt. Die Betriebsspannungen werden verdrosselt und über Durchführungskondensatoren in das Innere des Wobbelbausteines geführt. Der Ausgangsspannungsteiler ist gemeinsam mit der HF-Buchse in einer Abschirmkammer untergebracht. Der Hubregler befindet sich an einem Blechbügel außerhalb des Wobblergehäuses.

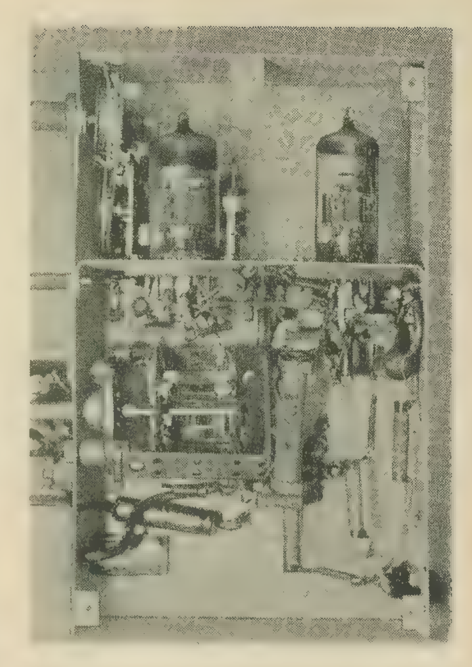
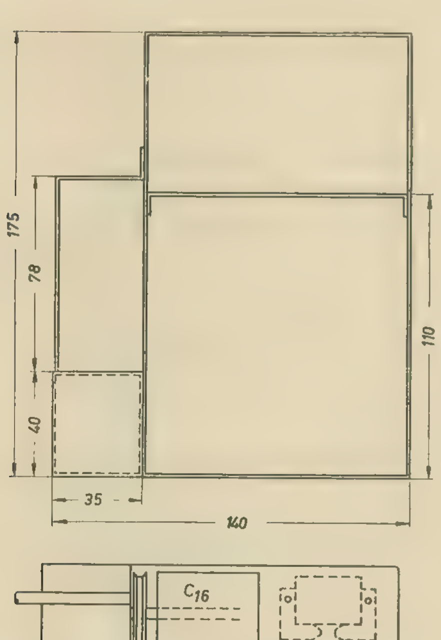
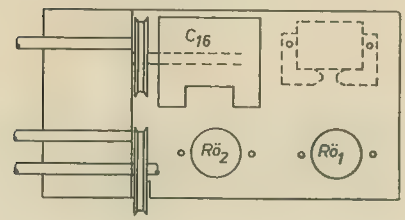


Bild 9: Seitenansicht des fertigen Wobbelbausteines





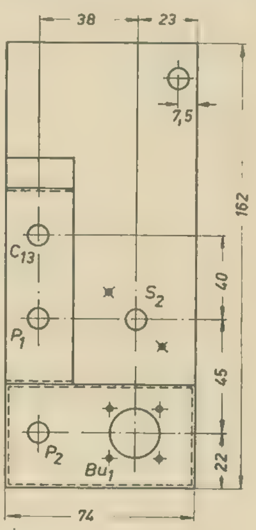


Bild 8: Abmessungen der Blechteile

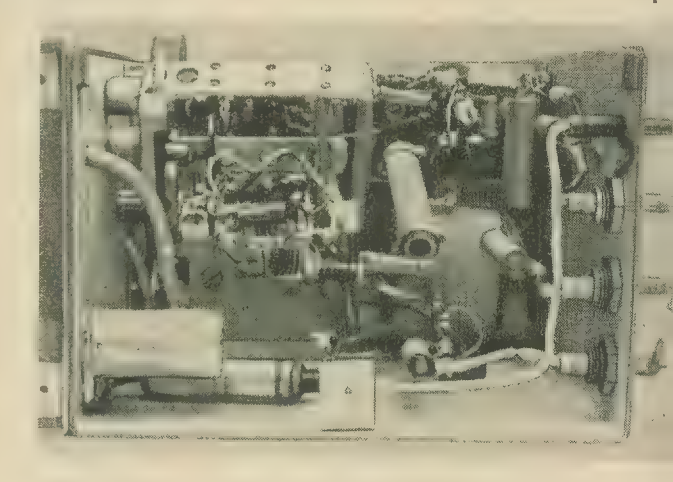


Bild 10: Blick in die Verdrahtung des Wobblers

Bild 9 zeigt die Seitenansicht des geöffneten Wobbelbausteines. Die Anordnung der Verdrahtung ist im Bild 10 zu erkennen. Im wesentlichen kommt es bei der Verdrahtung auf eine kapazitätsarme Ausführung der HF-führenden Bauteile an. Alle Verbindungen sollten so kurz wie möglich sein.

Inbetriebnahme und Abgleich

Die Anschlußpunkte für die Stromversorgung des Wobblers befinden sich ebenso wie bei den restlichen drei Bausteinen des Universalfernsehservicegerätes an der Rückseite des Gehäuses. Alle Betriebs- und Ablenkspannungen werden im Netzteilbaustein erzeugt. Für den

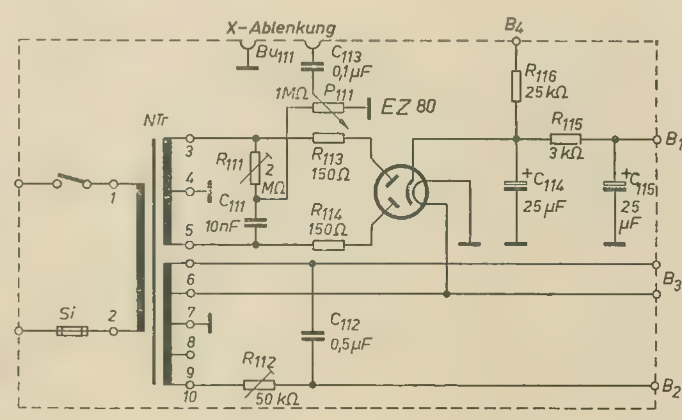


Bild 11: Schaltung eines zusätzlichen Stromversorgungsteiles

Fall, daß dieser Baustein als getrenntes Gerät betrieben werden soll, wird im Bild 11 die Schaltung eines zusätzlichen Netzteiles wiedergegeben. Dieses liefert im Gegensatz zum Netzteilbaustein an Bu_{111} eine Wechselspannung, die ohne zusätzlichen Verstärker für die Horizontalablenkung des Oszillografen verwendet werden kann. P_{111} dient zur Einstellung der entsprechenden Amplitude. (Beim Verwenden dieses Bausteines im Universalfernsehservicegerät wird der Horizontalverstärker des Oszillografen mit benutzt.)

Die Gleichrichterschaltung mit der EZ 80 liefert eine Betriebsspannung von 250 V. Mit R_{116} wird der notwendige Querstrom von 15 mA für die Vormagnetisierung des Wobbelsystemes eingestellt. Der Phasenschieber bestehend aus C_{111} und R_{111} gewährleistet die Einstellung der richtigen Phasenlage zwischen Ablenkspannung und Wobbelfrequenz. Dieser Phasenregler (P_{111}) ist im Netzteilbaustein so angeordnet, daß er durch eine Bohrung im Gehäuse von der Seite her zugänglich ist. Für spezielle Zwecke läßt sich dann die Phasenlage verändern. Ein weiterer Phasenschieber, der aus C_{112} und R_{112} gebildet wird, erzeugt die 90-Grad-Verschiebung der Austastspannung. Am Einstellregler R_{112} kann die Phasenlage um etwa 180 Grad variiert werden.

Bei der Inbetriebnahme wird zunächst nur die ECC 88 eingesetzt und der Wobbeloszillator beim Hub von Null und 15 mA Vormagnetisierungsstrom auf 135 MHz eingestellt. Dazu ist an der Ausgangsbuchse ein Frequenzmesser

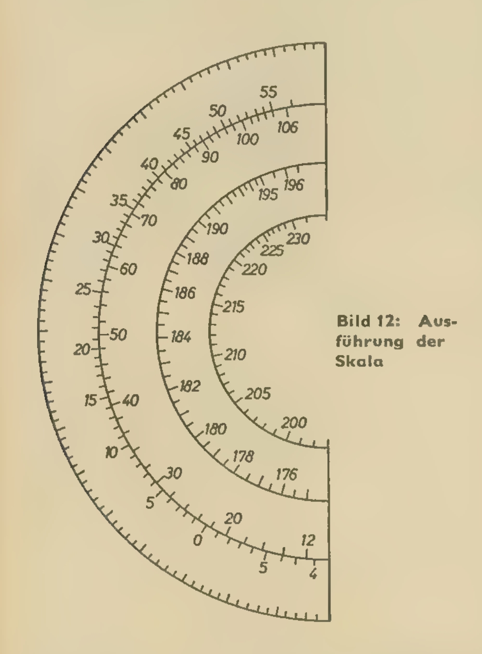
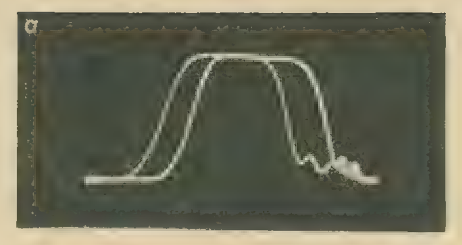
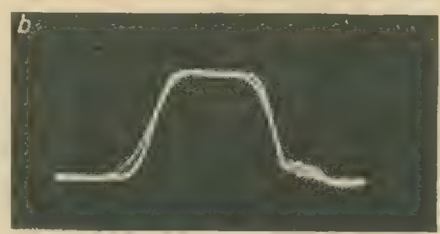


Bild 12: Ausführung der Skala

anzuschließen, bzw. ist mit einem geeigneten Meßsender auf Schwebungsnull abzugleichen. Für diese Anzeige ist ein Oszillograf gut geeignet. Zur Kontrolle des Frequenzhubes empfiehlt es sich, mit einem veränderlichen Gleichstrom die Frequenzkurve aufzunehmen. Hierbei muß sich ein ähnlicher Verlauf wie im Bild 6 ergeben. Weiterhin muß der Amplitudenverlauf der Hf-Spannung über den gesamten Hub ermittelt werden. Dazu kann die Richtspannung an den Anschlußpunkt B_2 angeschlossen werden. Hierzu ist ein empfindliches Mikroampermeter zu verwenden.

Der Abgleich des Hilfsoszillators wird bei gezogener ECC 88 vorgenommen und geschieht





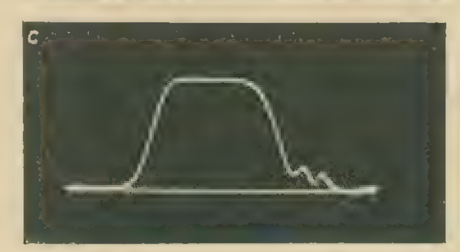


Bild 13: Oszillogramme bei verschiedenen Phaseneinstellungen a) falsche Einstellung, b) richtige Einstellung ebenfalls ohne Austastung, c) richtiger Abgleich beider Phasenschieber mit Austastung

in der gleichen Weise durch Kontrolle an Bu_1. Zunächst werden in den vier Bereichen die Randfrequenzen mit $L_3 \cdots L_6$ eingestellt, bevor die Skala geeicht werden kann. Bei dem verwendeten Drehkondensator ergab sich eine Skala wie Bild 12 zeigt. Den jeweiligen Hilfsoszillatorfrequenzen werden dann die 135 MHz des Wobbeloszillators zugezählt oder abgezogen und die entsprechende Summen- oder Differenzfrequenz nach Tabelle 1 in die Skala eingezeichnet.

Auch hierbei empfiehlt es sich, am Anschlußpunkt R_3, D, den Amplitudenverlauf mit Hilfe der Richtspannung zu kontrollieren. Vorteilhafter ist selbstverständlich die Verwendung eines geeigneten HF-Röhrenvoltmeters, mit dem die Ausgangsspannung an Bu_1 gemessen werden kann.

Bevor mit der Eichung der Oszillatoren begonnen wird, soll der Wobbelbaustein durch eine halbstündige Anheizzeit auf die entsprechende Betriebstemperatur gebracht werden.

Die richtige Phasenlage zwischen Ablenk- und Wobbelspannung überprüft man an einem selektiven Verstärker, z. B. am ZF-Verstärker eines Fernsehempfängers. Bei richtiger Phasenlage decken sich beide Kurven. Dazu muß die Austastspannung am Anschlußpunkt B_2 abgelötet werden. Die Oszillogramme im Bild 13 demonstrieren die Wirkungsweise der Phasenschieber. Sollten die Oszillogramme beispielsweise nur an einer Flanke zur Dekkung gebracht werden können, dann liegt eine Verzerrung der Ablenkspannung vor. Dies ist allerdings nur dann möglich, wenn der Horizontalverstärker im Oszillografenbaustein übersteuert wird.

Der Abgleich des Phasenschiebers für die Austastspannung wird ebenfalls mit Hilfe einer Resonanzkurve vorgenommen. Hierzu wird eine verhältnismäßig breite Kurve durch einen entsprechenden Hub eingestellt. An B_2 ist dazu die Austastspannung anzuschließen. R_{112} ist so lange zu verändern, bis unterhalb der gesamten Kurve eine durchgehende Nullinie geschrieben wird.

Im Bild 14 ist die Schaltung eines Diodentastkopfes mit Spannungsverdoppler angegeben. Mit ihm kann die Ausgangsspannung des Wobbeloszillators abgebildet werden. Die Schaltelemente des Tastkopfes werden in einem gleichen Gehäuse untergebracht, wie es für den Spannungsteilertastkopf des Oszillo-

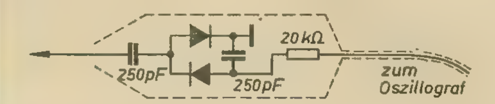


Bild 14: Diodentastkopf mit Spannungsverdoppler

grafenbausteines angegeben wurde [radio und fernsehen 18 und 19 (1962)]. Hierbei ist auf eine kapazitätsarme Ausführung zu achten, damit bei Messungen an Schwingkreisen oder Filtern keine allzugroßen Verstimmungen auftreten.

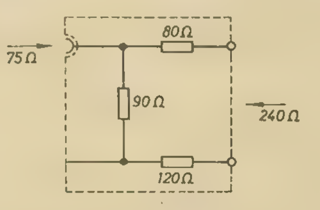
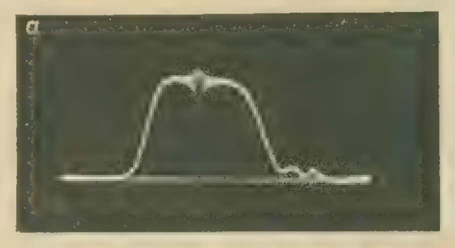


Bild 15: Symmetrierglied aus Widerständen

Bei den praktischen Abgleicharbeiten mit einem Wobbelgenerator dürfen einige Gesichtspunkte nicht außer acht gelassen werden, denn allzuleicht sind Fehlmessungen möglich:

Grundsätzlich soll das HF-Kabel zwischen Wobbler und Meßobjekt mit einem 75-Ω-Widerstand abgeschlossen werden. Bei Arbeiten an symmetrischen 240-Ω-Eingängen wird ein Widerstandsnetzwerk nach Bild 15 zwischengeschaltet. Dafür werden ausschließlich ungewendelte Schichtwiderstände verwendet. Die Erdverbindung zwischen HF-



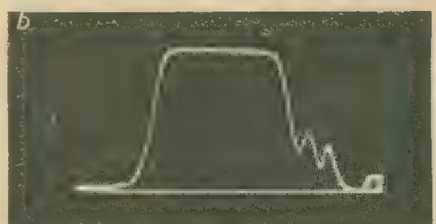


Bild 16: Verfälschung eines Oszillogramms bei Übersteuerung
a) normales Oszillogramm mit Meßmarke,
b) Übersteuerter Verstärker

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

R_1	Schichtwiderstand	80 kΩ	1 W
R_2	Schichtwiderstand	300 Ω	0,1 W
R_3	Schichtwiderstand	30 kΩ	0,1 W
R_4	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,1 W
R_5	Schichtwiderstand	50 kΩ	2 W
R_6	Schichtwiderstand	10 kΩ	3 W
R_7	Schichtwiderstand	2 kΩ	0,5 W
R_8	Schichtwiderstand	200 Ω	0,25 W
R_9	Schichtwiderstand	50 kΩ	0,1 W
R_{10}	Schichtwiderstand	30 kΩ	0,1 W
R_{11}	Schichtwiderstand	20 kΩ	0,25 W
R_{12}	Schichtwiderstand	5 kΩ	1 W
R_{13}	Schichtwiderstand	1 kΩ	0,5 W
R_{14}	Schichtwiderstand	5 kΩ	1 W
R_{15}	Schichtwiderstand	5 kΩ	1 W
C_1	Keramikkondensator	5 nF	160 V
C_2	Durchführungskondensator	5 nF	160 V
C_3	Keramikkondensator	5 nF	160 V
C_4	Keramikkondensator	500 pF	125 V
C_5	Papierkondensator	0,1 µF	125 V
C_6	Trimmerkondensator	0,5 ··· 5 pF	
C_7	Scheibenkondensator	20 pF	500 V
C_8	Scheibenkondensator	10 pF	500 V
C_9	Elektrolytkondensator	200 µF	30/35 V
C_{10}	Durchführungskondensator	5 nF	350 V
C_{11}	Scheibenkondensator	3 nF	350 V
C_{12}	Scheibenkondensator	30 pF	160 V
C_{13}	Papierkondensator	0,2 µF	125 V
C_{14}	Durchführungskondensator	5 nF	160 V
C_{15}	Keramikkondensator	30 pF	350 V
C_{16}	Doppelstatordrehkondensator	15 pF	
C_{17}	Keramikkondensator	10 pF	160 V
C_{18}	Scheibenkondensator	5 nF	350 V
C_{19}	Durchführungskondensator	10 nF	160 V
C_{20}	Durchführungskondensator	5 nF	350 V
$Rö_1$	Röhre ECC 88		
$Rö_2$	Röhre ECC 85		
P_1, S_1	Schichtpotentiometer	100 Ω lin mit Schalter	
P_2	Schichtpotentiometer	100 Ω lin	
Bu_1	HF-Buchse	75 Ω	
Gr_1	Ge-Diode OA 685		
S_2	Mehrstellenschalter 2 × 5 Kont.		

Schaltteile zum zusätzlichen Netzteil

R_{111}	Einstellregler	2 MΩ	0,1 W
R_{112}	Einstellregler	50 kΩ	0,1 W
R_{113}	Schichtwiderstand	150 Ω	0,25 W
R_{114}	Schichtwiderstand	150 Ω	0,25 W
R_{115}	Drahtwiderstand	1,5 kΩ	5 W
R_{116}	Schichtwiderstand	25 kΩ	3 W
C_{111}	Papierkondensator	10 nF	1000 V
C_{112}	Papierkondensator	0,5 µF	125 V
C_{113}	Papierkondensator	0,1 µF	750 V
C_{114}	Elektrolytkondensator	25 µF	350/385 V
C_{115}	Elektrolytkondensator	25 µF	350/385 V
P_{111}	Schichtpotentiometer	1 MΩ lin	0,4 W
Röhre EZ 80			
Si	Feinsicherung	0,5 A	

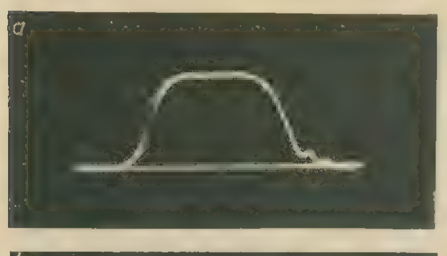
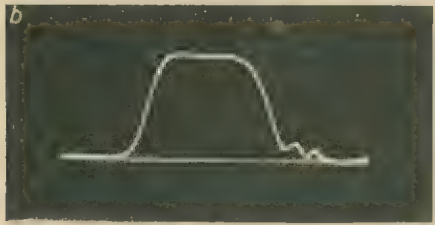
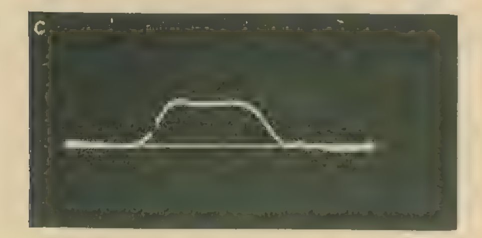




Bild 17: Durchlaßkurven eines ZF-Verstärkers mit Meßmarken
a) Meßmarke ohne RC-Glied, b) Kurve mit RC-Glied vor dem Oszillografeneingang, c) gleiche Einstellung wie bei b, jedoch mit zu fest angekoppelter Meßmarke

Kabel und Empfängerchassis muß sehr kurz ausgeführt werden. Bei Allstromgeräten ist selbstverständlich ein Trenntransformator zu verwenden. Beim Abgleich von Verstärkern ist stets zu beachten, daß die Röhren die richtigen Gittervorspannungen erhalten. Weiterhin muß man sich stets davon überzeugen, ob nicht einer der Verstärker übersteuert wird. Beim Zurückregeln der Ausgangsspannung am Wobbler darf sich die Kurvenform ebensowenig verändern, wie bei der Regelung der Verstärkung im Meßverstärker des Oszillografen.

Bild 16 zeigt anhand eines Oszillogrammes eine Durchlaßkurve, die durch Übersteuerung eines Verstärkers verfälscht ist. Auffällig ist dabei auch das Verschwinden selbst einer viel zu groß eingestellten Meßmarke. Als weitere Ursache für eine falsche Wiedergabe der Durchlaßkurve muß der Einfluß der Frequenzmarken berücksichtigt werden. Das Oszillogramm im Bild 17 zeigt eine Fernsehzwischenfrequenzverstärkerkurve mit einer eingeblendeten Meßmarke auf der Bildträgerfrequenz. Man erkennt die rechts und links vom Nulldurchgang liegenden höheren Schwebungsfrequenzen. Sie erschweren die Auswertung der Kurve. Zum Unterdrücken dieser Schwebungsfrequenzen wird ein RC-Glied vor den Oszillografeneingang geschaltet, das zweck-



Bild 18: Nf-Kabel mit Tiefpaßglied für die Aussiebung der Frequenzmarken

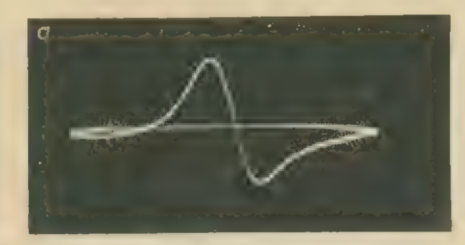
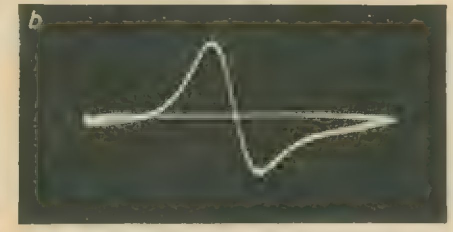
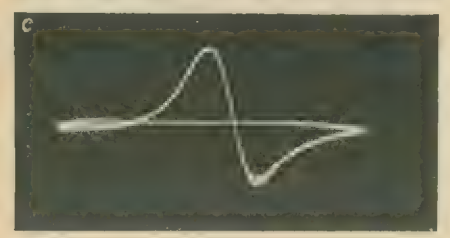




Bild 19: Kurve eines Radiodetektors a) ohne Frequenzmarke, b) mit Frequenzmarke im Nulldurchgang (5,5 MHz), c) Frequenzmarke auf der Höckerfrequenz; bei richtiger Ankopplung des Markengebers bleibt die Durchlaßkurve unverändert

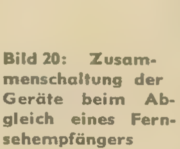


Bild 20: Zusammenschaltung der Geräte beim Abgleich eines Fernsehempfängers

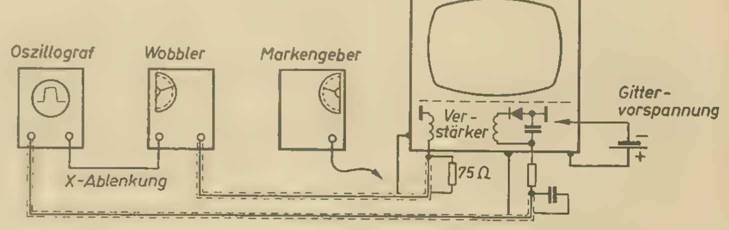


Tabelle 3: Wickeldaten für den Netztransformator

Anschluß	Spannung	Windungen	Draht
1—2	220 V	1050	0,35 Cul
3—4	260 V	1300	0,19 Cul
4—5	260 V	1300	0,19 Cul
6—7	6,3 V	32	0,5 Cul
7—8	6,3 V	32	0,8 Cul
8—9	6,3 V	32	0,5 Cul
9—10	6,3 V	32	0,5 Cul

Blechpaket M 85 wechselseitig geschichtet

Gefährdung von Transistoren durch Relaisabschaltspannungen

Es besteht häufig die Aufgabe, ein Relais durch den Kollektorstrom eines Transistors zu betätigen. Dabei wird oftmals übersehen, daß die beim Abschalten des Relais durch Selbstinduktion in der Relaiswicklung auftretende Spannungsspitze je nach der Schnelligkeit, mit der der Transistor gesperrt wird — insbesondere also in allen impulsverarbeitenden Transistorschaltungen — die Größenordnung von 100 V erreichen oder sogar übersteigen kann. Hierbei kann es zum Spannungsdurchschlag der Kollektorsperrschicht und damit zur Zerstörung des Transistors kommen. Es ist also erforderlich, entsprechende Maßnahmen zu treffen, um diese Spannungsspitzen zu unterdrücken. Es ist dabei zu fordern, daß durch die Kompensationsmaßnahmen keine Veränderung der sonstigen funktionellen Eigenschaften der Schaltung eintritt.

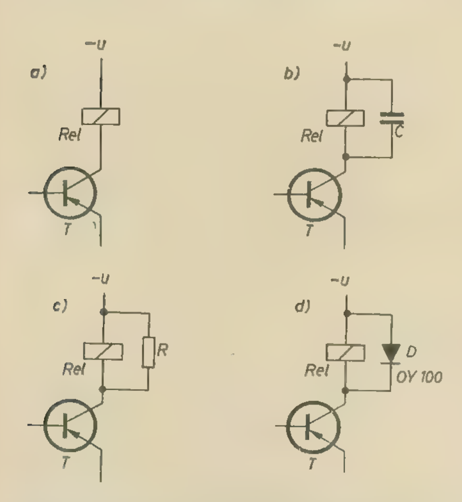


Bild 1: Schaltungen zur Vermeidung hoher Abschaltspannungsspitzen, a) ohne Schutz, b) mit Kondensator, c) mit Widerstand, d) mit Diode

Bild 1a zeigt die übliche Schaltung eines Relais im Kollektorstromkreis eines Transistors, der hier als Schalter wirkt. Sobald der Transistor gesperrt wird, bricht das Magnetfeld der Relaisspule zusammen und erzeugt die — auch von mechanischen Schaltern her allgemein bekannte — Selbstinduktionsspitze. Diese Schaltung gefährdet also bereits bei mittleren Werten der Relaisinduktivität, wie sie etwa Widerstandswerten der Relaiswicklung von 100 Ω und höher praktisch entspricht, den Transistor, falls dessen Sperrung schlagartig erfolgt. Sie ist nur vertretbar, wenn die Steuerung des Transistors allmählich erfolgt, wie z. B. bei Dämmerungsschaltern mit einfachem Gleichstromverstärker u. ä. oder einfachen, langsam reagierenden Lichtschranken.

Eine Möglichkeit zur Vermeidung hoher Abschaltspannungsspitzen ist der parallelgeschaltete Kondensator zur Relaiswicklung (Bild 1b). Er hat jedoch besonders bei relativ niederohmigen Relais, wie sie in Transistorschaltungen benutzt werden, nur unvollkommene Wirkung und bringt Dimensionierungsschwierigkeiten mit sich. Um die Spannungsspitze hinreichend zu dämpfen, sind beträchtliche Kapazitäten (bis zu einigen zehn µF) erforderlich, die jedoch bereits eine Abfallverzögerung des Relais bewirken können. Außerdem erfolgt beim Anschalten des Relais die Aufladung des Kondensators über den Transistor, was einen relativ hohen Einschaltstromstoß bedingt, der die Schaltungsfunktion beeinträchtigen und u. U. das für den Transistor zulässige Maß schon überschreiten kann. Dies wäre wiederum durch Reihenschaltung eines Widerstandes von 10 ··· 100 Ω mit C vermeidbar, was aber wieder die Bedämpfungswirkung verringert und die Abfallverzögerung weiter erhöhen kann.

Günstiger erscheint die Parallelschaltung eines Dämpfungswiderstandes zum Relais, wie Bild 1c zeigt. Eine Änderung der Anzugs- oder Abfallzeit des Relais tritt hierbei nicht ein, jedoch wird die Spannungsspitze auch hierbei nicht beseitigt, sondern nur bedämpft. Falls die Schaltung bereits mit höheren, dicht unter der maximal zulässigen Kollektorspannung liegenden Betriebsspannungen betrieben wird, ist eine ausreichende Bedämpfung hiermit ebensowenig erreichbar wie mit dem Parallelkondensator, da etwa verbleibende Spannungsspitzen, die nur um wenige Volt höher als die Betriebsspannung sind, bereits zur Zerstörung des Transistors führen können. Im übrigen führt der Parallelwiderstand nach Bild 1c zu einer beträchtlichen Erhöhung des Gesamtstromverbrauches und der Belastung des Transistors. Der Wert des Widerstandes R muß etwa dem des Gleichstromwiderstandes der Relaiswicklung entsprechen bzw. möglichst noch geringer sein, so daß der Dämpfungswiderstand dann mehr Strom zusätzlich verbraucht als das Relais selbst. Das Relais wird dabei entsprechend unempfindlicher.

Eine wirklich einwandfreie Kompensation ist durch Verwendung stromrichtungsabhängiger Schaltelemente möglich. Hierfür bietet sich eine elegante und auch preislich günstige Lösung durch Verwendung einer Germanium-Flächendiode, die dem Relais nach Bild 1d parallel geschaltet wird. Dabei ist die richtige Polung zu beachten; die Diode ist bei stromführendem Relais in Sperrichtung gepolt. Sie wird dann nicht wirksam und bewirkt keinerlei Veränderung der Daten und der Funktion des Relais. Ihre maximale Sperrspannung soll knapp über der vorhandenen Betriebsspannung liegen und ist nicht sehr kritisch. Sehr gut geeignet für alle Relais bis zu etwa 20 V Betriebsspannung und maximal 0,5 A Betriebsstrom ist die Flächendiode OY 100. Für stärkere Relais in Verbindung mit Leistungstransistoren kommt der Typ OY 110 in Betracht. Die beim Abschalten entstehende Induktionsspannung tritt mit einer der Betriebsspannung entgegengesetzten Polarität auf und wird über die Diode kurzgeschlossen. Die Frage der Verlustleistung (Diodenbelastbarkeit) ist hierbei von untergeordneter Bedeutung, da es sich um eine Impulsbelastung sehr kurzer Dauer handelt. Diese Schaltung sollte grundsätzlich immer aus Vorsicht vorgesehen werden.

Hagen Jakubaschk

Fortsetzung von Seite 635

mäßigerweise in einem abgeschirmten Kabel untergebracht ist (Bild 18). Die Zeitkonstante sollte nicht größer gewählt werden, als zur Aussiebung der Meßmarken notwendig (etwa 50 kΩ und 500 pF).

Bei zu fester Ankopplung des Markengebers kann die gesamte Durchlaßkurve sehr stark verzerrt werden, wie es das Oszillogramm im Bild 17c zeigt. Die Meßmarken sollten stets nur so groß gewählt werden, daß sie gerade noch zu erkennen sind. Besonders kritisch ist das Einblenden von Marken bei der Abbildung von Ton-Zf-Kurven im Fernsehempfänger. Bild 19 zeigt drei Oszillogramme eines Ratiodetektors mit richtig bemessener Markenamplitude. Die Kurven wurden ohne RC-Glied aufgenommen.

Man muß sich darüber im klaren sein, daß sich mit einem Wobbelgenerator nicht beliebig steile Flanken von Filterkurven naturgetreu wiedergeben lassen. Bei großen Wobbelgeschwindigkeiten spielt bereits das Einschwingverhalten der Kreise im Meßobjekt eine Rolle. Deshalb ist es zweckmäßig, für sehr steile Flanken einen etwas kleinen Wobbelhub einzustellen.

Um sich über die Leistungsgrenze des selbstgebauten Wobbelgenerators ein Bild zu verschaffen, sind Vergleichsmessungen mit Röhrenvoltmeter und Meßsender zu empfehlen, bis gewisse Erfahrungen vorliegen. Die prinzipielle Zusammenschaltung der Geräte beim Abgleich eines Fernsehempfängers zeigt Bild 20.

Bauanleitung für einen AM/FM-Super

Teil 2 und Schluß

REINHARD KUBITZA

Mechanischer Aufbau

Im Rahmen dieser Bauanleitung wird ganz bewußt auf genaue Maßzeichnungen usw. verzichtet. Der Amateur kann den mechanischen Aufbau möglichst seinen persönlichen Wünschen entsprechend gestalten, sei es als Einbau in ein Tischgehäuse oder in einen Musikschrank. Dadurch ist der zur Verfügung stehende Platz sehr unterschiedlich.

Das Chassis hat die Abmessungen 450 × 230 × 65 mm und besteht aus 2-mm-Alu-Blech (Bild 4). Als erstes wird der Drucktastensatz eingebaut. Dazu muß das Chassis an der Oberseite einen Ausschnitt für die Spulenaufbauten erhalten, welcher dann durch Pappe abzudecken ist.

Der AM-Drehko wird ganz links auf dem Chassis angebracht. Vor dem AM-Drehko kommt der UKW-Tuner U 4 zum Einbau, und zwar so, daß das Seilrad des U 4 in gleicher Richtung zum AM-Drehko steht.

Zum mechanischen Aufbau des Synchrodetektorfilters sind einige Bemerkungen erforderlich. Der Aufbau des Filters ist aus Bild 6 zu ersehen und erfolgte so, daß sich eine mechanisch kompakte Einheit ergab. Die Grundplatte besteht aus einer etwa 4 mm starken Pertinaxplatte. In der Mitte ist der Spulenkörper eingeklebt. Der Trimmer für die Dämpfungsspule und die Diskriminatorspule wurden ebenfalls mit unter die Abschirmhaube gebracht und sind mit kleinen Alu-Winkeln an der Pertinaxplatte befestigt. Als Lötanschlüsse ist ein 0,8 mm starker Kupferdraht verwendet worden, welcher jeweils durch zwei dicht nebeneinander liegende 1,5 mm starke Bohrungen durchgesteckt und dann verdrallt ist.

Sämtliche zu dieser Schaltungsanordnung gehörenden Widerstände und Kondensatoren sind ebenfalls im Abschirmbecher untergebracht und zusammen mit den Spulenanschlüssen an die zehn Lötfahnen gelötet. Die flexiblen Spulenanschlußdrähte wurden so kurz wie möglich gehalten, um die bei eventueller Bewegung der Drähte auftretenden Frequenzänderungen zu vermeiden. Lediglich die Drähte der Dämpfungsspule sind so lang bemessen, daß sie bis zu den anderen Spulen heranführen. Am oberen Ende des Spulenkörpers ist eine 2 mm starke Pertinaxplatte eingeklebt, welche zwei Gewindelöcher M 3 hat. Sie dient zum Befestigen der Abschirmhaube.

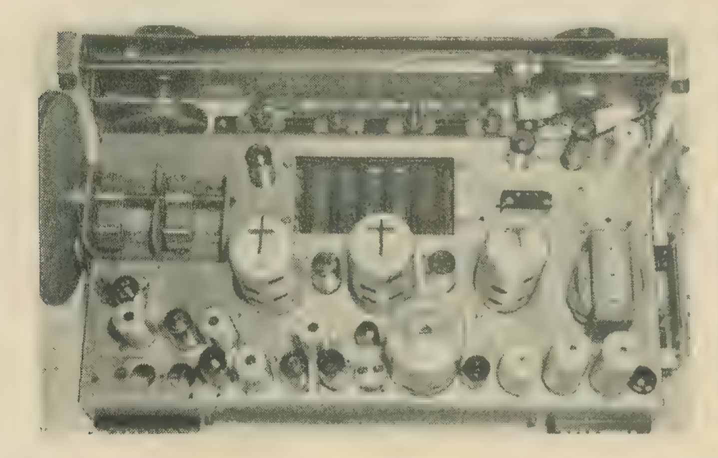


Bild 4: Draufsicht des fertigen Mustergerätes

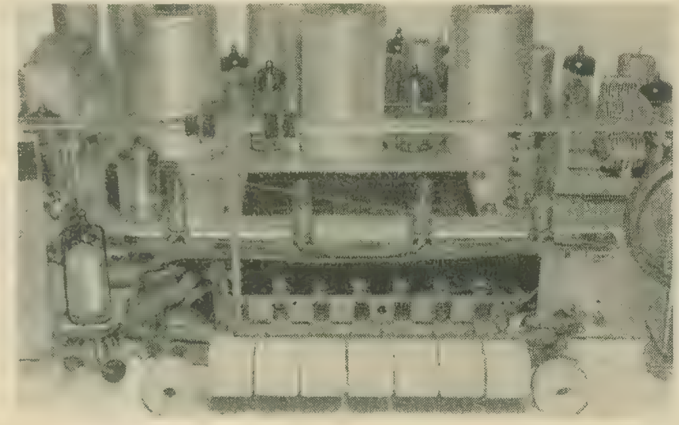


Bild 7: Vorderansicht des Empfängers bei abgenommener Skalen- und Mattglasscheibe

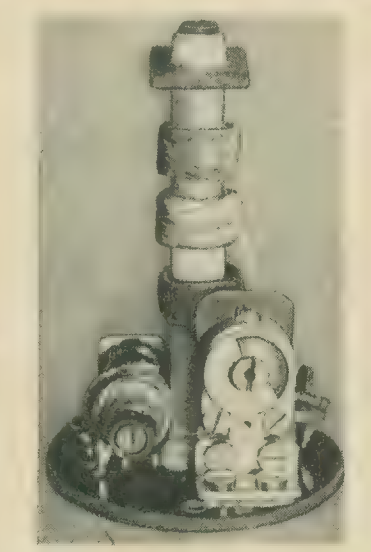


Bild 6: Vorderansicht des Synchrodetektorfilters (oben: Rückkopplungsspule, Mitte: Oszillatorspule, unten: Dämpfungsspule)

Die vier Skalenlampenfassungen sitzen auf einem etwa 15 mm breiten Pertinaxstreifen, welcher vorn am Chassis mit zwei Alu-Winkeln befestigt ist (Bild 7). Auf dem gleichen Bild ist auch die Anbringung der Abstimmanzeige ($Rö_{13}$) zu sehen.

Der als Zeigerführung dienende Glasstab sowie der Zeigerschlitten sind ebenfalls im Bild 7 zu sehen.

Der Hoch- und Tieftonregler ist links und rechts am Drucktastensatz befestigt (Bild 8).

Zur Befestigung der Skalenscheibe dienen zwei Aluprofile. An diesen Aluprofilen sind die Seilrollen, der Glasstab und die Skalenscheibe befestigt sowie zwei weitere Alubleche an denen die Mattglasscheibe, der Lautstärkeregler und die Skalenantriebsachse angebracht sind.

Das Skalenrad ist aus Holz gefertigt, da ein passendes Rad nicht erhältlich war. Mit Hilfe eines kleinen Flansches ist es an der Drehko-

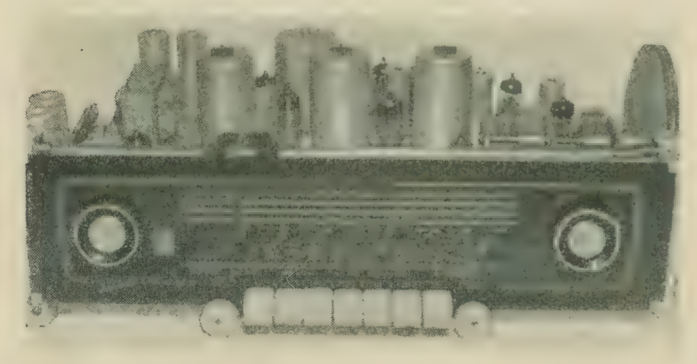


Bild 5: Vorderansicht des fertigen Mustergerätes

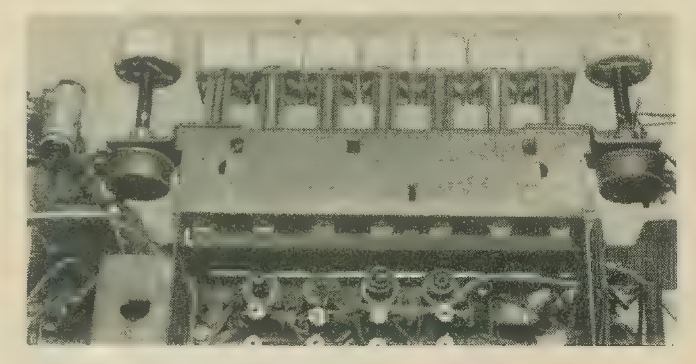


Bild 8: Unteransicht des Drucktastensatzes und Klangregler



Bild 9: Anordnung des Skalenrades

achse befestigt. Der Durchmesser des Skalenrades richtet sich nach der Skalenscheibe bzw. nach dem Zeigerweg (Bild 9). Ein kleiner Teil der Seilführung ist aus dem gleichen Bild zu ersehen.

Das Anschlußkabel des Klangregisters kann über eine sechspolige Messerleiste oder über einen neunpoligen Röhrenstecker mit dem Chassis verbunden werden.

Das Fenster für die Abstimmanzeigeröhre muß nachträglich durch Ausschaben in der Skalenscheibe angebracht werden.

Die Mattglasscheibe erhielt zur Achsdurchführung keine Bohrungen, sondern ist an diesen Stellen ausgeschnitten.

Verdrahtung

Nachdem sämtliche Bauteile montiert sind, beginnt die Verdrahtung des Empfängers. Dabei sollte man jeden verdrahteten Abschnitt der Schaltung (z. B. eine ZF- oder NF-Stufe) sofort und gründlich auf seine Richtigkeit überprüfen. Erfolgt die Schaltungsüberprüfung erst kurz vor der Inbetriebnahme, so fällt sie meistens sehr oberflächlich aus, da man es dann erfahrungsgemäß sehr eilig hat, den Erfolg seiner Bemühungen zu sehen bzw. zu hören.

Zuerst werden alle Heizleitungen verlegt und das Netzteil verdrahtet. Als nächstes wird der Drucktastensatz nach Bild 2 mit den notwendigen Brücken versehen. Dann erfolgt die Verdrahtung des AM-Teiles. Obwohl er nicht so kritisch ist, sollten trotzdem die Verbindungsleitungen sehr kurz gehalten werden; vor allem die Gitter- und Anodenzuführungen.

Anschließend wird der FM-Teil geschaltet. Hier kommt es nun auf extrem kurze Gitter-Anoden-Verbindungen an, da es bei der hohen Stufenverstärkung schnell zum wilden Schwingen kommt. Am besten ist es, wenn die Filter und Röhren so dicht nebeneinander sitzen, daß die entsprechenden Lötfahnen direkt ohne Zwischenschalten von Schaltdraht miteinander verlötet werden. Dieser Forderung kommt die Bandfilterbefestigung durch sogenannte Spiralkeile entgegen.

Die Erdung der einzelnen Stufen geschieht wie folgt: Alle Lötfahnen der Röhrenfassungen, welche Massenpotential erhalten, werden so gebogen, daß sie am Metallzylinder anliegen und werden mit ihm verlötet. Bei dieser Arbeit ist es günstig, wenn in die Fassung eine unbrauchbare Röhre gesteckt wird, um ein Ausbrechen der Anschlüsse zu vermeiden. Unter die zwei Befestigungsschrauben der Röhrenfassung werden die vorher verzinnten Lötösen geschoben und mit ihr verschraubt. Vom Metallzylinder nach der einen Lötöse wird nun ein 1,5 mm starker verzinnter Kupferdraht oder ein Kupferband gelötet. Die andere Lötöse dient zum Abblocken der Röhrenheizung.

Die Heizkontakte der einzelnen Röhren werden durch Drosseln verbunden, welche aus einen 1 mm starkem Kupferlackdraht hergestellt werden. Dazu sind etwa 35 Wdg. über einen Bleistift zu wickeln und freitragend einzulöten.

Die Verdrahtung des Synchrodetektors ist durch den schon früher beschriebenen Aufbau sehr einfach geworden. Es sind lediglich noch die Lötfahnen des Filters mit den entsprechenden Lötfahnen der Röhrenfassung zu verbinden, da der Filter selbst bereits vor dem Einbau verdrahtet wird. Ein Teil der ZF-Teil-Verdrahtung des Mustergerätes ist aus Bild 10 ersichtlich. Anschließend wird der NF-Teil geschaltet. Alle in der Schaltung (Bild 1) abgeschirmt gezeichneten Leitungen werden mit möglichst kapazitätsarmer Abschirmleitung verlegt.

Die Verdrahtung des Klangregisters geht aus Bild 3 hervor.

Als Potentiometer für den Fernregler wurde ein Kleinpotentiometer 10 ··· 100 kΩ verwendet, welches in eine Kunststoffhaube von 60 mm Durchmesser und 18 mm Höhe eingebaut wurde. Als Kabel wurde ein zweiadriges abgeschirmtes Kabel verwendet. Notfalls geht auch ein unabgeschirmtes dreiadriges Kabel. Der Anschluß an den Empfänger erfolgt über eine dreipolige Tuchelsteckdose. Sie hat den Vorteil, daß der Stecker in der Steckdose durch einen Gewindering festgehalten wird.

Röhrenbestückung und Funktion

$Rö_1$	PCC 85	Zwischenbasisstufe selbstschwingende Mischstufe
$Rö_2$	EF 80	1. FM-ZF-Stufe
$Rö_3$	EF 89	2. FM-ZF-Stufe
$Rö_4$	EF 89	3. FM-ZF-Stufe
$Rö_5$	ECH 81	Begrenzer Oszillatorstufe
$Rö_6$	EAA 91	FM-Gleichrichter
$Rö_7$	ECC 81	1. NF-Stufe (Impedanzröhre) 2. NF-Stufe
$Rö_8$	ECC 83	3. NF-Stufe 4. NF-Stufe
$Rö_9$	PL 84	NF-Endstufe
$Rö_{10}$	ECH 81	AM-Mischstufe Oszillatorstufe
$Rö_{11}$	EF 85	1. AM-ZF-Stufe
$Rö_{12}$	EBF 80	2. AM-ZF-Stufe Signaldiode Schwunddiode
$Rö_{13}$	EM 80	Abstimmanzeigeröhre

Abgleich und die Inbetriebnahme

Nachdem die Schaltung überprüft wurde und die Röhren eingesetzt sind, kann die Inbetriebnahme erfolgen. Dazu sollte man als erstes den AM-Teil nehmen, da die Inbetriebnahme des FM-Teiles durch den Synchrodetektor nicht ganz so einfach ist.

Zunächst werden die Betriebsspannungen aller Röhren überschlägig gemessen, damit eventuelle defekte Teile ermittelt werden.

Der Abgleich des AM-Teiles wird mit einfachen Mitteln durchgeführt, es wird lediglich ein Resonanzmeter (Dipmeter) benötigt. Als Abstimmungsanzeige wird die im Gerät befindliche EM 80 benutzt.

Zum Abgleich des ZF-Teiles wird der Resonanzmeter auf 468 kHz eingestellt und so nahe an die Verdrahtung herangeführt, daß sich bereits ein kleiner Ausschlag auf der EM 80 ergibt. Beginnend am Filter Bf_3 werden nun alle Bandfilter auf Maximum abgestimmt, und zwar erst der untere Kern und dann der obere.

Dieser Vorgang ist mehrmals zu wiederholen, wobei der Resonanzmeter immer weiter vom Gerät entfernt wird, um eine möglichst genaue Abstimmung zu erhalten. Steht kein Meßgerät zur Verfügung, so muß ein Mittelwellensender eingestellt werden, und alle Eisenkerne sind so lange zu drehen, bis der Sender den größten Ausschlag auf der EM 80 zeigt.

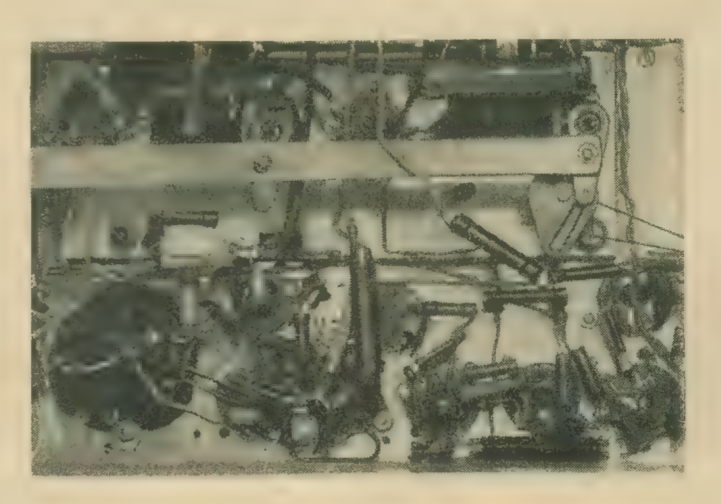


Bild 10: Teilverdrahtung des AM- und FM-ZF-Teiles

Der ZF-Saugkreis ist auf Minimum abzustimmen.

Als nächstes erfolgt der Abgleich des Drucktastensatzes. Die Eichfrequenzen sind für den Oszillator und den Vorkreis gleich.

Langwelle	=	175 kHz
Mittelwelle L	=	560 kHz
C	=	1520 kHz
Kurzwelle III	=	3,75 MHz
Kurzwelle II	=	6,8 MHz
Kurzwelle I	=	13 MHz

Der modulierte Resonanzmeter wird nun in die Nähe des Drucktastensatzes gebracht und auf 560 kHz eingestellt. Der Skalenzeiger steht dabei ebenfalls auf 560 kHz. Jetzt wird der Mittelwellenoszillatorkern so verstellt, daß das Signal des Resonanzmeter auf den 560 kHz der Skalenscheibe erscheint. Anschließend

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

$R_1 \cdots R_4$		im U 4 enthalten	
R_5		100 kΩ	0,1 W
R_6		100 Ω	0,5 W
R_7		100 kΩ	0,1 W
R_8		1 kΩ	0,25 W
R_9		100 kΩ	0,1 W
R_{10}		100 Ω	0,5 W
R_{11}		100 kΩ	0,1 W
R_{12}		1 kΩ	0,25 W
R_{13}		100 kΩ	0,1 W
R_{14}		100 Ω	0,5 W
R_{15}		100 kΩ	0,1 W
R_{16}		1 kΩ	0,25 W
R_{17}		10 kΩ	0,1 W
R_{18}		2 MΩ	0,1 W
R_{19}		150 Ω	0,25 W
R_{20}		50 kΩ	0,25 W
R_{21}		4 kΩ	0,1 W
R_{22}		50 kΩ	0,25 W
R_{23}		2 kΩ	0,25 W
R_{24}		10 kΩ	0,1 W
R_{25}		50 ··· 80 kΩ	0,25 W
R_{26}		50 kΩ	0,1 W
R_{27}		200 kΩ	0,1 W
R_{28}		50 kΩ	0,1 W
R_{29}		100 kΩ	0,1 W
R_{30}		1 MΩ	0,1 W
R_{31}		1 ··· 10 kΩ	0,5 W
R_{32}		Potentiometer 10 kΩ oder 100 kΩ log.	
R_{33}		10 MΩ	0,1 W
R_{34}		200 kΩ	0,25 W
R_{35}		Potentiometer 1 MΩ log.	
R_{36}		1 MΩ	0,1 W
R_{37}		20 kΩ	0,1 W
R_{38}		10 MΩ	0,1 W
R_{39}		200 kΩ	0,25 W
R_{40}		Potentiometer 1 MΩ lin.	
R_{41}		200 kΩ	0,1 W
R_{42}		1 MΩ	0,1 W
R_{43}		Potentiometer 1 MΩ lin.	
R_{44}		100 kΩ	0,1 W
R_{45}		1 MΩ	0,1 W
R_{46}		2 kΩ	0,25 W
R_{47}		200 kΩ	0,25 W
R_{48}		200 kΩ	0,1 W
R_{49}		170 Ω	0,5 W
R_{50}		50 kΩ	0,25 W
R_{51}		5 kΩ	0,25 W
R_{52}		20 kΩ	0,5 W
R_{53}		1 MΩ	0,1 W
R_{54}		20 kΩ	2 W
R_{55}		100 Ω	0,25 W
R_{56}		10 ··· 50 kΩ	0,25 W
R_{57}		20 kΩ	1 W
$R_{58} \cdots R_{61}$		1 MΩ	0,1 W
R_{62}		2 MΩ	0,1 W
R_{63}		500 kΩ	0,25 W
R_{64}		100 kΩ	0,25 W
R_{65}		Trimmregler 1 MΩ	
R_{66}		500 kΩ	0,1 W
R_{67}		100 kΩ	0,1 W
R_{68}		1 MΩ	0,25 W
R_{69}		50 Ω	6 W Draht
R_{70} und R_{71}		20 kΩ	0,5 W
R_{72} und R_{73}		500 Ω	1 W
R_{74}		120 Ω	6 W Draht
R_{75}		250 Ω	30 W Draht
R_{76}		Heißleiter 30 V 0,3 A	
$C_1 \cdots C_{12}$		im U 4 enthalten	
C_{13}	Keramikkleinstkondensator	100 pF	
C_{14}	im Filter 2 enthalten		
C_{15}	Epsilanscheibenkondensator	5 nF	
C_{16}	Epsilanscheibenkondensator	3 nF	
C_{17}	im Filter 2 enthalten		
C_{18}	im Filter 3 enthalten		
C_{19}	Epsilanscheibenkondensator	5 nF	
C_{20}	Epsilanscheibenkondensator	3 nF	
C_{21}	im Filter 3 enthalten		
C_{22}	Keramischer Rohrkondensator	100 pF	
C_{23}	im Filter 4 enthalten		
C_{24}	Epsilanscheibenkondensator	5 nF	

C_{25}	Epsilanscheibenkondensator	3 nF	
C_{26}	im Filter 4 enthalten		
C_{27}	Keramischer Rohrkondensator	200 pF	
C_{28} und C_{29}	Epsilankondensator	5 nF	
C_{30}	im Filter 5 enthalten		
C_{31}	Epsilankondensator	5 nF	
C_{32}	Keramikkondensator	200 pF	
C_{33}	Styroflexkondensator	200 pF	
C_{34}	Keramikkondensator	30 pF	
C_{35}	Keramikkondensator	20 pF	
C_{36}	Trimmer Typ 2497	5 ··· 30 pF	
C_{37}	Keramikkondensator	2 pF	
C_{38}	Keramikkondensator	60 pF	
C_{39}	Styroflexkondensator	50 pF	
C_{40}	Styroflexkondensator	500 pF	
C_{41} und C_{42}	Epsilankondensator	5 nF	
C_{43}	Rollkondensator	1 μF	250 V
C_{44}	Epsilankondensator	5 nF	
C_{45}	Gewaplastkondensator	50 nF	
C_{46}	NV-Elko	100 μF	25/30 V
$C_{47} \cdots C_{49}$	Gewaplastkondensator	50 nF	125 V—
C_{50}	Styroflexkondensator	1 nF	125 V—
C_{51}	Styroflexkondensator	100 pF	125 V—
C_{52}	Styroflexkondensator	500 pF	125 V—
C_{53}	Styroflexkondensator	100 pF	125 V—
C_{54} und C_{55}	Gewaplastkondensator	50 pF	125 V—
C_{56}	Styroflexkondensator	1 nF	125 V—
C_{57}	Styroflexkondensator	300 pF	125 V—
C_{58} und C_{59}	Styroflexkondensator	1 nF	125 V—
C_{60}	Gewaplastkondensator	0,1 μF	125 V—
C_{61}	Gewaplastkondensator	50 nF	125 V—
C_{62}	NV-Elko	50 μF	20/30 V—
C_{63}	Gewaplastkondensator	0,1 μF	125 V—
C_{64}	Styroflexkondensator	1 nF	125 V—
C_{65}	Styroflexkondensator	5 nF	125 V—
C_{66}	Styroflexkondensator	10 nF	125 V—
C_{67} und C_{68}	Rollkondensator	5 nF	250 V
C_{69}	Keramikkondensator	100 pF	
C_{70}	Rollkondensator	1 μF	250 V
C_{71}	Keramikkondensator	50 pF	
C_{72}	Styroflexkondensator	1 nF	125 V—
C_{73} und C_{74}	im Filter 1 enthalten		
C_{75} und C_{76}	im Filter 2 enthalten		
C_{77}	Keramikkondensator	20 pF	
C_{78} und C_{79}	Gewaplastkondensator	0,1 μF	125 V—
C_{80} und $_{81}$	im Filter 3 enthalten		
C_{82}	Keramikkondensator	100 pF	
C_{83}	Styroflexkondensator	5 nF	125 V—
C_{84}	Keramikkondensator	100 pF	
C_{85}	Gewaplastkondensator	50 nF	250 V
C_{86} und C_{87}	Elko	50 μF	350/385 V
C_{88} und C_{89}	Elko	8 μF	350/385 V
C_{90} und C_{91}	Elko	50 μF	350/385 V
$C_{92} \cdots C_{98}$	Epsilanscheibenkondensator	5 nF	
C_{99}	Keramikkondensator	100 pF	

1 Röhre PCC 85
1 Röhre EF 80
1 Röhre EF 85
2 Röhren EF 89
2 Röhren ECH 81
1 Röhre EBF 80
1 Röhre EAA 91
1 Röhre ECC 81
1 Röhre ECC 83
1 Röhre EM 80
1 Röhre PL 84

1 Supertastensatz Tsp 7/56
1 Bandfilter 468 kHz Typ III
1 UKW-Aggregat U 4
4 Miniatur-ZF-Filter ZF 25
1 Miniaturtastenschalter MT 5
1 Anodenstromsiebdrossel D 65/100
} Firma Gustav Neumann

3 Lautsprecher L 2960 PB
3 Übertrager T 127
} VEB Funkwerk Leipzig

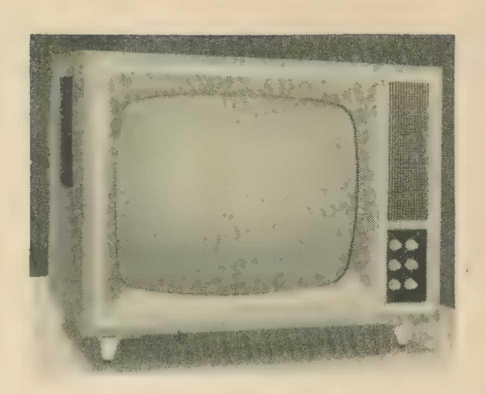
7 m abgeschirmtes Kabel 2 × 0,75
2 16polige Messerleisten
2 16polige Federleisten
1 AM-Drehko 2 × 530 pF (Firma Elektra, Schalkau/Thür.)
1 Feinsicherung 0,5 A
1 Selengleichrichter 120 mA
4 Skalenlampen 6,3 V 0,3 A

kann gleich der Vorkreiskern auf größten Ausschlag der EM 80 eingestellt werden.
Dann ist das Meßgerät und der Skalenzeiger auf 1520 kHz einzustellen und der Oszillatortrimmer so lange zu verändern, bis wieder das Resonanzmetersignal erscheint. Nun ist noch der Vorkreistrimmer auf Maximum abzugleichen. Dieser Vorgang wird ebenfalls so lange wiederholt, bis sich keine Verbesserungen mehr erzielen lassen.
Beim Abgleich des Langwellenbereiches und der Kurzwellenbänder ist genauso zu verfahren, nur daß der C-Abgleich entfällt.
Beim Fehlen eines Meßgerätes wird man sich darauf beschränken müssen, die Vorkreiskerne auf Maximum zu bringen, da ein genauer Abgleich des Oszillators ohne Meßmittel schlecht möglich ist. Das gilt vor allem für die Kurzwellenbänder.
Zum Abgleich des FM-Teiles ist das Gerät auf UKW umzuschalten. Der unmodulierte Resonanzmeter ist auf 10,7 MHz einzustellen und so weit in die Nähe des ZF-Teiles zu bringen, bis auf der EM 80 ein schwacher Ausschlag zu sehen ist. Nun werden wieder alle Bandfilterkerne, angefangen bei Filter Bf_4 unten, auf größten Ausschlag an der Abstimmanzeigeröhre abgeglichen. Dieser Vorgang ist ebenfalls mehrmals zu wiederholen, bis keine Verbesserung mehr festzustellen ist. Der Resonanzmeter wird dabei immer weiter entfernt, das Signal soll nur einen schwachen Ausschlag auf der Abstimmanzeigeröhre hervorrufen. Zum Abgleich des ersten und evtl. zweiten Filters kann das Signal auch über das Bandkabel in den Empfängereingang eingekoppelt werden.
Beim Fehlen eines Meßgerätes ist ein konstanter UKW-Sender einzustellen, und nach ihm sind wiederum alle Bandfilterkerne auf höchsten Ausschlag zu bringen.
Am Tuner U 4 sind keine Abgleicharbeiten erforderlich. Lediglich eine Gleichlaufkontrolle kann durchgeführt werden. Dazu ist ein UKW-Sender in der Mitte der Skala einzustellen und die Arretierungsschraube der rechten Achse des U 4 zu lösen. Nun ist die linke Achse festzuhalten und die rechte Achse langsam nach beiden Seiten zu verdrehen, bis der eingestellte Sender auf der EM 80 die stärkste Anzeige liefert. Der auf dem U 4 sitzende Vorkreis ist gleichfalls auf Bandmitte abzugleichen.
Für den Abgleich des Synchrodetektors wird ein UKW-Meßsender und ein Mikroamperemeter mit 50 μA Endausschlag benötigt.
Zuerst ist die Oszillatorspannung mit einem Multizet zu überprüfen. Sie soll bei etwa 5 ··· 10 V liegen. Der Trimmer des Dämpfungskreises ist dabei $^3/_4$ eingedreht.
Danach muß der Oszillator durch Ablöten von R_{26} außer Betrieb gesetzt werden. Der auf 10,7 MHz eingestellte Meßsender wird an das Heptodengitter der Röhre $Rö_5$ und das Mikroamperemeter über einen Widerstand an das Oszillatorgitter angeschlossen. Nach dem Abgleich des Filters Bf_5 auf Maximum durch die Eisenkerne ist der Meßsender an das Oszillatorgitter und das Meßinstrument an den Punkt R_{29}/C_{40} zu legen. Jetzt wird der Diskriminatorkreis auf 2,14 MHz abgeglichen, wobei das Mikroamperemeter auf Null stehen soll.
Der Widerstand R_{26} wird wieder angelötet und der Oszillatorkern so lange verdreht, bis das Meßinstrument abermals Null anzeigt. Das Mikroamperemeter wird wieder an das Oszillatorgitter angeschlossen und der Trimmer C_{36} nun so gestellt, bis das Instrument ein Minimum zeigt, wodurch der Dämpfungskreis ebenfalls auf 2,14 MHz abgeglichen wird.
Dann wird das Mikroamperemeter wieder an die Punkte R_{29}/C_{40} angeschlossen und der auf 10,7 MHz abgestimmte Meßsender an das Heptodengitter. Die Meßfrequenz ist nun vorsichtig um ± 150 kHz zu verschieben und dabei festzustellen, ob die Diskriminatorspannung bei einer Verstimmung von 150 kHz abreißt bzw. zusammenbricht. Ist dies der Fall, stimmt der Abstand der Dämpfungsspule zu den anderen und der Synchrodetektor ist fertig abgeglichen.
Reißt die Spannung eher ab, muß der Abstand verringert werden. Stehen keine Meßgeräte zur Verfügung, so kann der Synchrodetektor auch mit etwas Geduld nach [4] zu einem befriedigenden Arbeiten gebracht werden.
Nach dem Abgleich ist der Empfänger betriebsfertig und kann in das entsprechende Gehäuse eingebaut werden.
Das Mustergerät wurde teilweise mit Bauteilen des ehemaligen VEB Stern-Radio Staßfurt aufgebaut, da der Empfänger für einen Staßfurt-Musikschrank „Caruso" bestimmt war.
Diese Teile sind aber nicht handelsüblich; deshalb sollten weitgehend Teile der Firma Gustav Neumann verwendet werden.

Literatur

[1] Druckschriften der Firma Gustav Neumann
[2] Ing. Gerhard Schubert: Klangregister — technisch begründet; radio und fernsehen 8 (1957) S. 233 ··· 234
[3] Herbert Augsten: Die Synchrodetektorschaltung im UKW-Empfänger; radio und fernsehen 17 (1958) S. 536 ··· 537
[4] Reinhard Kubitza: Praktische Hinweise zum Bau eines Synchrodetektors; radio und fernsehen 18 (1961) S. 584 ··· 585

Leipziger Herbstmesse 1962


TV-Empfänger „Alba Regia", Ungarische Volksrepublik

FERNSEHEN

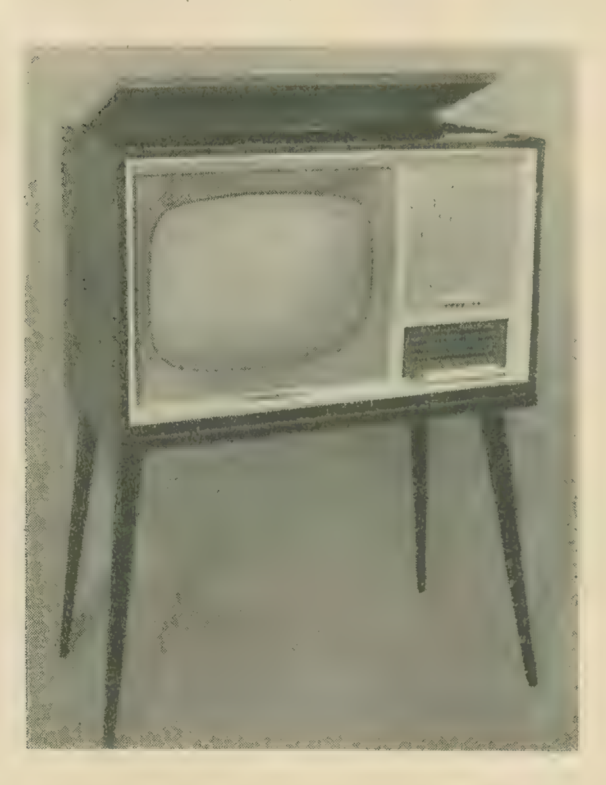
Auf dem Gebiet der Fernsehempfangstechnik waren zur diesjährigen Herbstmesse wenig Neuheiten zu sehen. Die Fernsehempfänger herstellende Industrie, der VEB RAFENA-WERKE, Radeberg und der VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt, stellten ihre schon bekannten standardisierten Geräte aus. Von den Ausländern waren nur die Sowjetunion und die Ungarische Volksrepublik vertreten. Die ČSSR hatte diesmal leider nicht ausgestellt.

● Auf dem immer sehr von Schaulustigen umlagerten Stand der SOWJETUNION war neben den bekannten Empfängern „Wolna" [Beschreibung: radio und fernsehen 12 (1961) S. 365] und „Temp 6" [Beschreibung: radio und fernsehen 7 (1962) S. 211] die Fernseh-Rundfunk-Fono-Truhe Belaruss 110 ausgestellt. Der Fernsehteil besitzt eine 43-cm-Bildröhre (110°-Ablenkung) und einen Trommelkanalschalter (12 Kanäle). Das Chassis ist in fünf Baugruppen unterteilt, die in gedruckter Schaltung ausgeführt sind. Die Schaltung des TV-Empfängers ist mit automatischer Helligkeits- und Kontrastregelung sowie mit einer Zeilenfangautomatik versehen. Die Bildhöhe und Bildbreite sind durch Stabilisierungsschaltungen stabilisiert. Ein Anschluß für das Fernbedienungsteil zum Regeln der Lautstärke und der Helligkeit ist vorhanden, ebenfalls zwei Buchsen zum Anschließen von Kopfhörern, wie es auch beim Wolna möglich ist.

Der Rundfunkempfänger ist für vier Wellenbereiche ausgelegt, nämlich LW, MW, KW und UKW.

Weiterhin ist ein viertouriger Plattenspieler (78; 45; 33¹/₃ und 16²/₃ U/min) eingebaut, zum Abspielen von Langspiel- und Normalplatten. Der im Bild über der Skala zu erkennende Drucktastensatz dient zum Einstellen des Klangbildes des Tones. Der untere Tastensatz besitzt Tasten für folgende Funktionen (von links nach rechts): Fernsehempfang, UKW, LW, MW, KW, Plattenspieler und Aus. Unter dem Bildschirm befinden sich halb verdeckt Regler für folgende Einstellungen (von links nach rechts): Lautstärke, Kontrast, Helligkeit und Bildschärfe. Über die Funktion des Bildschärfereglers kann in der Beschreibung des „Temp 6" nachgelesen werden.

Die Truhe ist mit einem Frontlautsprecher und zwei seitlichen Lautsprechern ausgestattet. Sie ist zum Anschluß an das Wechselstromnetz (127 und 220 V bei 50 Hz) geeignet und besitzt eine Leistungsaufnahme von 200 W. Nach Abschrauben der Füße kann die Truhe auch als Tischgerät verwendet werden.


Fernseh-Rundfunk-Fono-Truhe „Belaruss-110", Sowjetunion

Die Abmessungen betragen ohne Anschraubfüße in mm: 690 × 465 × 400. Das Gewicht beträgt 38 kp.

● Die UNGARISCHE VOLKSREPUBLIK stellte neben den beiden Empfängern AT 611 und AT 622 den TV-Empfänger Alba Regia aus, der ebenfalls wie der AT 622 mit einer 59-cm-Bildröhre bestückt ist. Die Schaltung entspricht in ihrem Aufbau der des „Munkacy", der vor einiger Zeit in unserem Handel erhältlich war. Das Gerät ist zum Empfang für die Bänder IV und V vorbereitet. Auf Wunsch soll jedoch dieses Gerät auch mit eingebautem UHF-Tuner geliefert werden. Nach Anschrauben von vier entsprechenden Füßen kann das Tischgerät auch als Standgerät aufgestellt werden. Die Abmessungen von „Alba Regia" sind in mm: 710 × 410 × 430. Das Gewicht beträgt etwa 38 kp.

RADIO

● Neu im Angebot des VEB STERN-RADIO ROCHLITZ war der UKW-Kofferempfänger Stern 3. Er erscheint im gleichen grauweißen kombinierten Holz-Plastgehäuse wie „Stern4", mit dem Unterschied, daß er mit zwei ausziehbaren, schwenkbaren Teleskopantennen für den UKW-Empfang ausgerüstet ist. „Stern 3-UKW" arbeitet mit sieben AM- und elf FM-Kreisen in den Wellenbereichen U, K, M, L und ist mit den Transistoren OC 171 V, OC 171 M, OC 170, OC 169 R, OC 169, OC 826, OC 825, 2-OC 825 bestückt. Die Zwischenfrequenz beträgt bei AM 473 kHz und bei FM 10,7 MHz.

Die Empfindlichkeit wird vom Hersteller wie folgt angegeben:

$L \leq 1{,}5$ mV/m
$M \leq 300$ µV/m
$K \leq 1{,}2$ mV/m
$U \leq 10$ µV

„Stern 3" besitzt gedruckte Schaltung und getrennte Höhen- und Tiefenregler. Die Stromversorgung erfolgt durch fünf Monozellen. Anschlußmöglichkeit für Autoantenne ist vorhanden. Eine zusätzliche Autohalterung mit Anschlußmöglichkeit an die 6/12-V-Autobatterie und ein Kraftwagenverstärker sind vorgesehen. Die Abmessungen des Gerätes in mm: 293 × 202 × 97, das Gewicht: etwa 2,7 kp.

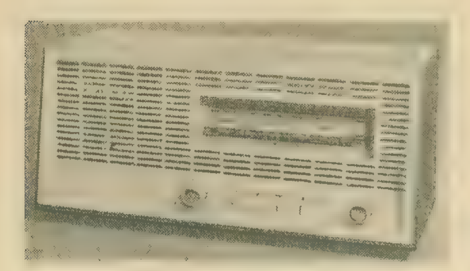
● Die Neuentwicklung des VEB STERN-RADIO SONNEBERG war bereits beim


UKW-Kofferempfänger „Stern 3", VEB Stern-Radio Rochlitz

Leipziger Fachhandel zu haben. Varna 473 heißt dieser UKW-Kleinstsuper, der durch seine flache Gehäusebauart (Abmessungen 350×150×160 mm), ausgeführt in zweifarbigem Polystyrol, sicher viele Freunde finden wird (s. a. Titelbild). Er wird in Allstromausführung geliefert und ist mit den Röhren UCC 85, UCH 81, UBF 89, UCL 82, UY 82 und ein Diodenpaar O A 646 bestückt. Von den sechs AM- und den zehn FM-Kreisen sind jeweils zwei veränderlich. Hier seine Wellenbereiche:

U 86,5 ··· 101,5 MHz
K 49-m-Band
M 510 ··· 1620 kHz
L 145 ··· 250 kHz

„Varna 473" ist in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt, hat einen 2-W-permanentdynamischen Lautsprecher und eine stetig regelbare Klangfarbenregelung.

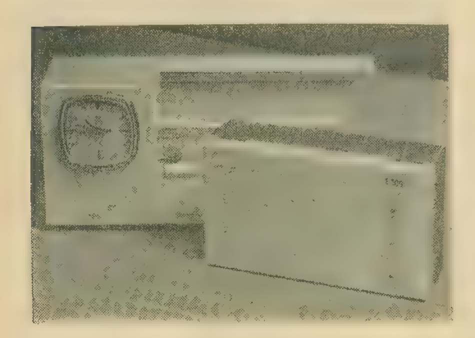


„Varna 473", VEB Stern-Radio Sonneberg

Im gleichen Gehäuse brachte Stern-Radio Sonneberg, hauptsächlich für den Export, einen Wechselstrom-Kleinstsuper für drei Kurzwellenbereiche und dem Mittelwellenbereich heraus. Er verfügt über sechs Kreise und ist mit den Röhren ECH 81, EBF 89, PCL 82 und EZ 80 bestückt.

● STERN-RADIO BERLIN war zwar mit keiner Geräteneuentwicklung vertreten, überraschte aber mit einer neuen Variante des T 100, dem R 100, und einer Zusatzbox für den Taschenempfänger T 100 bzw. T 101. Diese Zusatzbox mit der Typenbezeichnung TZ 10 ist mit einer Uhr ausgestattet, die den Empfänger zum vorbestimmten Zeitpunkt, sei es zu Beginn einer interessanten Sendung, eines Konzertes usw., einschaltet. Der Hauptzweck dieses Gerätes wird es aber wohl zweifellos sein, seinen Besitzer morgens mit Musik auf angenehme Weise zu wecken. Gleichzeitig bietet TZ 10 den Vorteil, daß durch den Netzanschluß die Batterien des Empfängers geschont werden. Zu erwähnen wäre noch, daß das Gerät nach etwa 30 Minuten automatisch abgeschaltet und jeweils nach zwölf Stunden wieder eingeschaltet wird. Die Abmessungen der Zusatzbox in mm: 235×110×60.

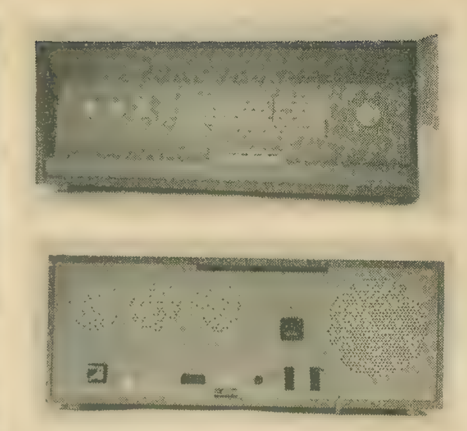
Der Koffersuper R 100 ist, wie schon erwähnt, der T 100 im anderen Gewand. Er erhielt einen leistungsstärkeren Lautsprecher, und auch sein gegenüber dem T 100 größeres mit Kunstleder bezogenes Holzgehäuse dürfte zur Klangverbesserung beitragen. Als weiterer Vorzug des R 100 wird die lange Betriebsstundenzeit genannt. Mit vier normalen Monozellen sind 400 Betriebsstunden angegeben.



Zusatzbox TZ 10 für den T 100, VEB Stern-Radio Berlin



Koffersuper R 100, VEB Stern-Radio Berlin



Vorder- und Rückansicht des R2F der Firma Gerätebau Hempel KG, Limbach-Oberfrohna

Empfängerchassis 3001 F wurde jetzt von 6/11 Kreisen auf 8/12 Kreise verändert.

Als Variante des Typs RK 2 F wurde das Gerät R 2 F herausgebracht, bei dem die Lautsprecher an der Rückwand montiert sind. Wird eine Lautsprecherbox angeschlossen, können wahlweise die eingebauten Lautsprecher mitspielen oder abgeschaltet werden.

● Eine in ihren Abmessungen zierliche Musiktruhe stellte die WILHELM KRECHLOK KG, Luckenwalde, aus. Ihre Abmessungen sind: Breite 975 mm, Tiefe 400 mm, Höhe 780 mm (einschl. Füße). Diese Musiktruhe mit dem Namen Solveig ist mit einem Markenmittelsuper, meist „Nauen" von Stern-Radio Berlin, bestückt; in das freie Fonofach kann ein Plattenspieler eingebaut oder eingestellt werden.



Musiktruhe „Solveig", Wilhelm Krechlok KG, Luckenwalde

● Von keinen neuen Typen ist von dem VEB (K) Elektroakustik Hartmannsdorf zu berichten, doch von seiner neuen Firmenbezeichnung. Er stellte sich erstmalig unter dem Namen VEB (K) GOLDPFEIL RUNDFUNKGERÄTEWERK vor. Sein Produktionsprogramm bleibt mit „Rossini", „Opal" und „Spatz-baby" unverändert.

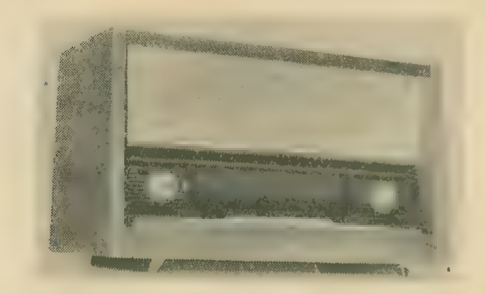
● Die Firma GERÄTEBAU HEMPEL KG, Limbach-Oberfrohna, behielt weiterhin ihre eigene Note bei. Das in alle Typen eingebaute

● Die SOWJETUNION zeigte neben einer Reihe schon bekannter Geräte, darunter auch die bereits im Vorjahr ausgestellten Transistortaschenempfänger, drei für Leipzig neue Rundfunkempfänger.

Der Mittelsuper Janta besitzt vier Kurzwellenbereiche und einen Mittelwellenbereich. Er ist also vorwiegend für den Kurzwellenempfang gedacht. Ausgestattet ist dieser Emp-

fänger mit zwei Lautsprechern und einer drehbaren Ferritantenne. „Janta“ kann an ein Wechselstromnetz von 110 V, 127 und 220 V angeschlossen werden und besitzt eine Leistungsaufnahme von 60 W. Der Frequenzumfang soll 60 ··· 5000 Hz betragen. Die Abmessungen des Empfängers betragen in mm: 580×362×320, und das Gewicht beträgt 14,5 kp.

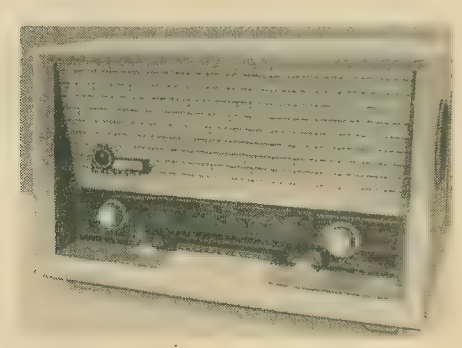
Der Rundfunkempfänger **Dzintars** besitzt einen Langwellen-, einen Mittelwellen-, zwei Kurzwellen- und einen UKW-Bereich. Dieser Empfänger ist in gedruckter Schaltung ausgeführt. Die Schaltung weist folgende Besonderheiten auf: Hochtonklangfarbenregler,



Mittelsuper „Janta“, Sowjetunion

Klangregister (Musik, Sprache), stufenlose Regelung der tiefen Töne, automatische Verstärkungsregelung sowie Regelung der ZF-Durchlaßbreite. Zum Empfang von UKW-Sendungen ist ein eingebauter Dipol vorhanden. Der Empfänger besitzt drei Lautsprecher bei einer Ausgangsleistung von 2 W und ist mit einer Leistungsaufnahme von 50 W zum Anschluß an das Wechselstromnetz 127 bzw. 220 V geeignet. Die Abmessungen betragen in mm: 568×365×278. Das Gewicht wird mit 14 kp angegeben.

Der Transistorkofferempfänger **Spidola** ist für den Empfang im LW-, MW- und KW-Bereich ausgelegt, wobei der Kurzwellenbereich, und dies ist das Besondere an diesem Empfänger, in sechs umschaltbare Bereiche unterteilt ist. „Spidola“ ist also hauptsächlich für einen guten Kurzwellenempfang vorgesehen. Bestückt ist der Empfänger mit den Transistoren 2×П 403 (Mischstufe und Oszillator), 3×П 14 (ZF-Verstärker), 5×13 A (1. und 2. NF-Stufe, Gegentaktendstufe) sowie mit den Dioden Д 9 В für den Demodulator und die Schwundregelung. Die Verdrahtung ist in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt. Bei einer Frequenzverstimmung um ±10 kHz beträgt die Nachbarkanalselektion in allen Bereichen mindestens 32 dB. Der Frequenzwiedergabebereich soll nach An-



Mittelsuper „Dzintars“, Sowjetunion



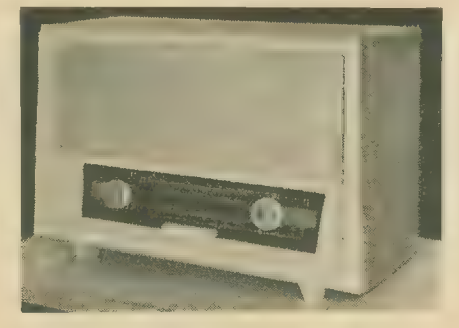
Transistorkofferempfänger „Spidola“ Sowjetunion

gaben zwischen 250 und 3500 Hz liegen. Als Stromversorgung dienen zwei in Reihe geschaltete Taschenlampenbatterien. Die Leistungsaufnahme soll höchstens 500 mW und die Ausgangsleistung 150 mW betragen. Ausgestattet ist der Empfänger mit einer Ferritantenne für den Empfang im LW- und MW-Bereich und mit einer Teleskopantenne für den Kurzwellenbereich. Außerdem sind Anschlüsse für einen zweiten Lautsprecher und für einen Plattenspieler vorhanden. Die Einstellknöpfe für die Lautstärke und die Senderwahl sind auf der Vorderseite durch einen tiefer liegenden Spalt zugänglich, so daß ein ungewolltes Verstellen beim Tragen des Gerätes verhindert wird. Zur Einstellung der Wellenbereiche dient ein Trommelschalter. Die Abmessungen des Empfängers betragen in mm: 275×197×90. Das Gewicht wird mit 2,9 kp angegeben.

● Einen „schnurlosen“ Empfänger stellte die UNGARISCHE VOLKSREPUBLIK mit dem Typ B 037 F vor. Er ist mit sieben Transistoren bestückt und in zwei verschiedenen Wellenbereichausführungen lieferbar, einmal mit L, M, K und dann mit M, 2×K.

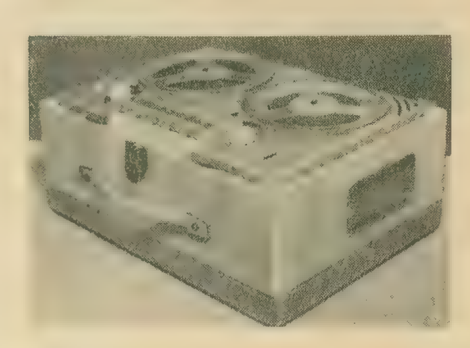
ELEKTROAKUSTIK

● Eine weiterentwickelte Folgeausführung in der „Smaragd“-Serie brachte der VEB MESSGERÄTEWERK ZWÖNITZ heraus. Folgende Änderungen sind bei diesem neuen BG 20-6 neben dem modernen eckigen Gehäuse zu nennen: verbesserte Wiedergabequalität, erweiterter Frequenzumfang, modernes Zählwerk, moderne Aussteuerungsanzeige und herausklappbarer Entzerrer mit gedruckter Verdrahtung. Der Frequenzumfang reicht bei einer Bandgeschwindigkeit von 19,05 cm/s von 60 ··· 18000 Hz. Als Bandsorte wird CR-Band oder CR-Langspielband des VEB Agfa Wolfen verwendet. Das bisher übliche Magische Auge zur Aussteuerungskontrolle wurde durch das Magische Band EM 84 ersetzt.



Schnurloser Empfänger BO37F, Ungarische Volksrepublik

● Der VEB FUNKWERK ZITTAU zeigte seinen bekannten Einfachplattenspielerautomat „Ziphona A 31“ bzw. „A 30“ jetzt als Batterieplattenspieler mit eingebautem Transistorverstärker unter der Bezeichnung Einfachplattenspielerautomat **Ziphona B 41** bzw. B 40. Während es sich bei B 40 um ein Gerät zum Einbauen handelt, ist im B 41 der



Magnettongerät BG 20-6, VEB Meßgerätewerke Zwönitz

Lautsprecher im Gehäuse mit eingebaut. Für beide Typen B 31 und B 41 wird das gleiche ansprechende Plastikgehäuse verwendet. Als Stromquelle dienen sechs Monozellen je 1,5 V.

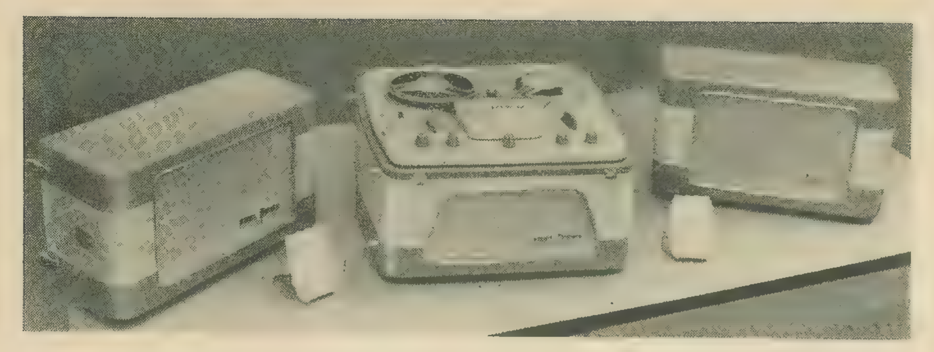
● Auf dem Stand der SOWJETUNION war unter anderen Tonbandgeräten das Vierspur-Stereotonbandgerät **Jausa-10** ausgestellt, das für zwei Geschwindigkeiten, nämlich 9,5 cm/s und 19,05 cm/s, ausgelegt ist. Der Frequenzbereich wird für die Geschwindigkeit 9,5 cm/s mit 60 ··· 10000 Hz und für die Geschwindigkeit 19,05 cm/s mit 40 ··· 15000 Hz angegeben. Das Tonbandgerät besitzt ge-



Einfachplattenspielerautomat „Ziphona B 41“ VEB Funkwerk Zittau

trennte Regelung für die Höhen und Tiefen sowie ein Zählwerk mit Nullstelltaste. Für Stereowiedergabe sind zwei Lautsprecherboxen, die in der Aufmachung zum Tonbandgerät passend sind, vorhanden.

Ein weiteres Tonbandgerät ist **Kometa**, das für drei Geschwindigkeiten vorgesehen ist. Die Geschwindigkeiten sind: 4,76; 9,5 und 19,05 cm/s. In der entsprechenden Reihenfolge betragen die oberen Frequenzgrenzen



Vierspur-Stereotonbandgerät „Jausa-10", Sowjetunion



Magnettonbandgerät „Kometa", Sowjetunion

3,5; 8,5 und 12 kHz, die entsprechenden Spielzeiten dagegen 180, 90 und 45 min.
Das Gerät Gintaras ist als einfaches Heimtonbandgerät anzusehen und für eine Geschwindigkeit von 19,05 cm/s ausgelegt. Der Frequenzbereich liegt zwischen 60 und 10000 Hz. Die Spieldauer beträgt bei Doppelspurbetrieb 90 min.



Heimtonbandgerät „Gintaras", Sowjetunion

RÖHREN UND HALBLEITER

Auf der diesjährigen Herbstmesse wurden auf dem Röhrenstand einige neue Höchstfrequenzröhren von WF gezeigt.
Die Röhre 2 J 42 (= HMI 941) ist ein Impulsmagnetron für eine feste Frequenz im Bereich von f = 9345 ··· 9405 MHz (≈ 3,2 cm) und entspricht dem internationalen Typ gleicher Bezeichnung. Magnetron und Magnet bilden eine Baueinheit. Die 2 J 42 wird als Generatorröhre in Radargeräten eingesetzt.
Die Röhre ist halbindirekt geheizt und die Katode in der Röhre mit einem Heizfadenende verbunden. Dieses Heizfadenende liegt an der Hülse des Bajonettanschlusses, das andere Heizfadenende am Mittelstift. Die Anode ist mit der Montageplatte verbunden und ist zu erden. Die Röhre soll von ferromagnetischen Stoffen mindestens 5 cm entfernt montiert werden.
Beim Einschalten der Röhre sind besondere Vorsichtsmaßnahmen zu beachten. Zunächst ist die Heizspannung von 6,3 V einzuschalten. Erst nach einer Anheizzeit von drei Minuten darf die Anodenspannung zugeschaltet werden. Dann ist aber die Heizspannung (spätestens 3 s später) auf 4,5 V zu reduzieren. Hat das Magnetron längere Zeit gelagert — z. B. auch bei der ersten Inbetriebnahme —, so ist die Anheizzeit auf 15 Minuten zu verlängern. Erst dann darf man die Anodenspannung zuschalten, aber nicht gleich in voller Höhe. Der Anodenstrom ist langsam (oder stufenweise) zu erhöhen, bis er nach weiteren 15 Minuten seinen Betriebswert erreicht hat. Die Ursache für diese Vorsichtsmaßnahmen ist die Tatsache, daß eine Rückheizung der Katode infolge Bombardierung durch zurückkehrende Elektronen eintritt. Würde die Heizspannung nicht heruntergesetzt werden, so würde die Katode frühzeitig zerstört und die Lebensdauer der Röhre beträchtlich herabgesetzt werden.
Die Betriebsdaten des Impulsmagnetrons 2 J 42 (= HMI 941) betragen:

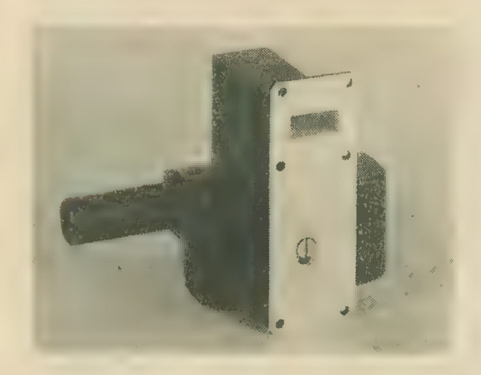
Heizspannung (siehe vorstehend)	U_f	4,5 V
Heizstrom	I_f	≈ 0,6 A
Pulsfrequenz (= Impulsfolgefrequenz)[1]	f_p	1 kHz
Impulsdauer	t_p	1 μs
Spitzenwert des Anodenstromes während des Impulses	$\hat{i}_{ap}$	5 A
Anodenspitzenspannung während des Impulses	$\hat{u}_{ap}$	5,5 ··· 5,8 kV
Impulsausgangsleistung bei $\hat{i}_{ap}$ = 5,5 A	N_{ap}	≧ 7 kW
Bandbreite des erzeugten Frequenzspektrums	$2\Delta f$	≦ 3 MHz
Lastverstimmungsmaß	Δf_{φ}	≦ 15 MHz



Grenzwerte

Heizspannung (vor dem Anlegen der Anodenspannung)	U_{fo}	5,7 ··· 6,9 V
Anodenpulsstrom	$\hat{i}_{ap}$	3,5 ··· 6 A
Anodenpulsspannung	$\hat{u}_{ap}$	5 ··· 6 kV
zugeführte Leistung während des Impulses	N_{apmax}	36 kW
Mittelwert der zugeführten Leistung	$\overline{N}_{amax}$	90 W
Tastverhältnis	τ_{max}	0,0025
Impulsdauer	t_{pmax}	2,5 μs
Welligkeit	s_{max}	1,5
Temperatur des Anodenblocks	t_{amax}	120 °C

Beim Aufbau von Radargeräten (z. B. für den Schiffsfunk, im Flugsicherungswesen usw.) ist nicht nur ein Sender, sondern auch ein Empfänger notwendig, die aber mit einer gemeinsamen Antenne betrieben werden. Um ein einwandfreies Arbeiten zu ermöglichen, muß erreicht werden, daß beim Betrieb des Senders der Empfänger und bei Empfang der Sender von der Antenne abgeschaltet ist. Diese Aufgabe erfüllen die Sperröhren. Auf der Messe wurden die Sendersperröhre 1 B 35 (= HSS 951) und die Empfängersperröhre 1 B 63 (= HSE 952) ausgestellt. Sie entsprechen den internationalen Typen gleicher Bezeichnung. Sperröhren sind gasgefüllte (Ar oder H und Wasserdampf) Glaskörper. Sie haben zwei scheibenförmige Elektroden, an die der äußere Schwingungskreis angeschlossen ist. Außerdem kann noch eine Hilfselektrode vorhanden sein. Zwischen ihr und der benachbarten scheibenförmigen Elektrode brennt im Betrieb dauernd eine Hilfsentladung mit einem Strom von etwa 0,1 mA. Sie sorgt dafür, daß im Hauptentladungsraum ständig freie Ladungsträger vorhanden sind und bei Auftreten eines Impulses eine rasche Zündung erfolgt. Der Innenwiderstand einer gezündeten Sperröhre ist sehr klein, der einer nicht gezündeten Röhre dagegen sehr groß. Bei Einbau einer Sperröhre in einen Resonanzkreis ist der Unterschied zwischen beiden Innenwiderständen $> 10^3$.

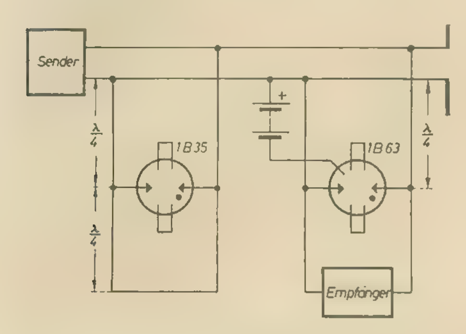


Das Impulsmagnetron 2 J 42 (HMI 941), WF

Die Empfängersperröhre 1 B 63 (= HSE 952) liegt parallel zum Empfänger. Über eine Transformationsleitung von λ/4-Länge ist sie an die Antenne angeschlossen. Außerdem ist noch eine zweite Sperröhre, die Sendersperröhre oder Antisperröhre 1 B 35 (= HSS 951) vorhanden (siehe Schaltung). Auch sie ist

[1]) Zur Definition: Impuls ist der einmalige Vorgang (also Impulshöhe, -breite, -amplitude, -form, -kurve usw.). Puls dagegen ist eine Folge von periodischen Impulsen.

über eine λ/4-Leitung angeschlossen. Außerdem ist sie noch über eine λ/4-Leitung abgeschlossen. Bei Tastung des Senders fließt ein Teil der Senderleistung zu den Sperröhren und zündet sie. Damit ist der Empfänger kurzgeschlossen, so daß ihm die starken Senderimpulse nicht schaden können. Bei Austastung des Senders erlischt die Entladung der Sperröhren, und der Kurzschluß des Empfängers wird dadurch aufgehoben; der



Prinzipschaltung eines Radargerätes mit der Sendersperröhre 1 B 35 und der Empfängersperröhre 1 B 63

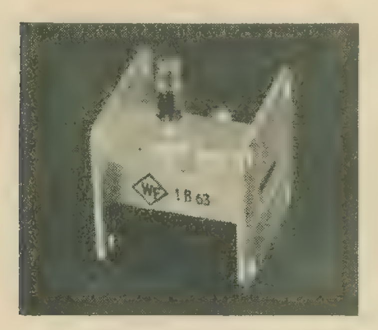
Empfänger ist wieder empfangsbereit. Die Antisperröhre sperrt für die Empfangsenergie den Weg zum Sender, verhindert damit Verluste und bewirkt, daß die Empfangsenergie voll und ganz im Empfänger wirksam wird.

Die 1 B 63 (= HSE 952) ist eine fest abgestimmte Empfängersperröhre für den Frequenzbereich von f = 8565 ··· 9487 MHz. Ihre Betriebswerte sind:

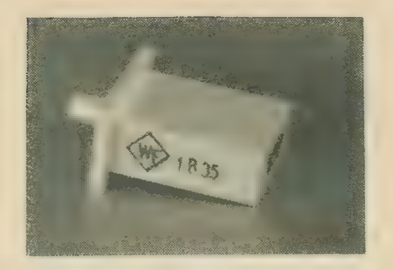
Frequenz	f	9375 MHz
Zündspannung der Hilfsentladung[1])	U_{zh}	< 650 V
Brennspannung der Hilfsentladung[1])	U_{Brh}	200···375 V
Strom der Hilfsentladung	I_h	100 μA
Durchlaßdämpfung	b_d	< 0,8 dB
Zusatzdämpfung	b_z	< 0,2 dB
Erholzeit[2])	t_e	< 4 μs
Leckleistung[3])	N_L	< 40 mW
Zündspitzen-Leckenergie[3])	W_{ZL}	< 0,3 erg
Welligkeit	s	< 1,4
Grenzwert der Impulsleistung	N_{pmax}	50 kW

Die 1 B 35 (= HSS 951) ist eine breitbandige, fest abgestimmte Sendersperröhre (Antisperröhre) für den Frequenzbereich von 9000 bis 9600 MHz. Ihre Betriebswerte sind:

Frequenz	f	9300 MHz
Gesamtgüte	Q_{ges}	< 6,5
normierter Wirkleitwert	G/Y_o	< 0,1
normierter Abstimmblindleitwert	B/Y_o	< ±0,06
Zündzeit (bei N_p = 5 kW)[3])	t_z	< 10 s
Bogenverluste[3])	N_{Bg}	< 0,8 dB
Welligkeit	s	< 1,1
Grenzwerte der Impulsleistung	N_p	5···50 kW



Die Empfängersperröhre 1 B 63 (HSE 952), WF



Die Sendersperröhre 1 B 35 (HSS 951), WF

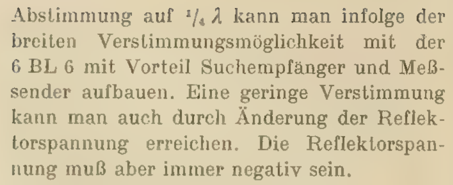
Die Sperröhren 1 B 35 und 1 B 63 arbeiten bei Temperaturen von —40 °C bis + 100 °C.

Als Oszillator zur Erzeugung von frequenzmodulierten Schwingungen im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich verwendet man vorzugsweise das Reflexklystron. Neben den bisherigen Typen mit eingebautem, mechanisch abstimmbarem Resonanzkreis tritt jetzt die 6 BL 6 (= HKR 601), die auf der Herbstmesse zum erstenmal ausgestellt war. Sie entspricht völlig dem internationalen Typ gleicher Bezeichnung. Die 6 BL 6 ist für den Frequenzbereich von 1600 ··· 6500 MHz



Das Reflexklystron 6 BL 6 (HKR 601), WF

(1,6 ··· 6,5 GHz) bestimmt. Sie hat keinen inneren Resonanzkreis; die scheibenförmigen Resonatorelektroden g_1 und g_2 bilden, da sie galvanisch mit dem äußeren Resonanzkreis gekoppelt werden, einen Teil dieses Resonanzkreises. Die Abstimmung geschieht durch mechanisches oder induktives Verstimmen des äußeren Resonanzkreises. Beim Einbau der Röhre in den Resonanzkreis ist darauf zu achten, daß der Andruck, der auf die Kupferelektroden g_1 und g_2 ausgeübt wird, nur parallel zur Röhre erfolgt. Der Frequenzbereich, der von der 6 BL 6 überstrichen werden kann, hängt vom Laufzeitwinkel ab und von der Abstimmung des äußeren Resonanzkreises. Will man eine möglichst hohe Frequenz erzielen, stimmt man ihn auf $^3/_4\,\lambda$ ab. Man kann dann aber nur mit einer Verstimmung 1 : 1,3 rechnen. Will man dagegen einen breiten Frequenzbereich überstreichen (Verhältnis 1 : 2 und mehr), so muß man ihn auf $^1/_4$-λ-Resonanz abstimmen. Man kommt dann aber nur bis etwas über 3.5 GHz. Bei der



Abstimmung auf $^1/_4\,\lambda$ kann man infolge der breiten Verstimmungsmöglichkeit mit der 6 BL 6 mit Vorteil Suchempfänger und Meßsender aufbauen. Eine geringe Verstimmung kann man auch durch Änderung der Reflektorspannung erreichen. Die Reflektorspannung muß aber immer negativ sein.

Die Betriebswerte der 6 BL 6 bei f = 3 GHz sind:

Resonatorspannung	U_{res}	325 V
Reflektorspannung	U_{refl}	—15···—500 V
Wehneltspannung	U_w	0 V
Katodenstrom	I_k	25 mA
Ausgangsleistung	N	100 mW

Die Reflektorspannung kann in den Grenzen zwischen —15 ··· —750 V, die Spannung zwischen Katode und Wehnelt zwischen +1 ··· —500 V liegen.

Außer diesen Höchstfrequenzröhren waren auf der Herbstmesse auch eine Ziffernanzeigeröhre sowie ein neues Edelgas-Thyratron zu sehen. Die Röhre Z 560 M ist eine edelgasgefüllte Ziffernanzeigeröhre mit kalter Katode. Sie entspricht in Aufbau, Sockelschaltung und Verwendung dem internationalen Typ Z 510 M. Die Röhre enthält zehn Katoden, die als Ziffern 0 ··· 9 ausgebildet sind, und eine gemeinsame Anode. Die zehn Ziffernkatoden sind an je einen besonderen Sockelstift geführt. Die Anzeige erfolgt dadurch, daß sich, wenn zwischen eine Katode und die Anode eine Zündspannung gelegt wird, diese Ziffernkatode mit Glimmlicht bedeckt. Die Auslösung der Anzeige kann sowohl mechanisch als auch elektronisch erfolgen. Die Röhre wird vor allem zur digitalen Anzeige von Meßwerten sowie von Zählergebnissen und Zeitangaben verwendet. In Leipzig wurde ein interessantes Demonstrationsmodell von Vakutronik vorgeführt. Es handelte sich um eine vollelektronische Uhr zum Schalten und Steuern bei Zeitabläufen in Wissenschaft, Industrie, Kerntechnik, Verkehr bei Sportereignissen usw.



Die Ziffernanzeigeröhre Z 560 M, WF

Die Anodenzündspannung beträgt 140 V, die Brennspannung 125 V. Bei höheren Bereitschaftsspannungen muß ein Anodenwiderstand eingefügt werden: bei 170 V: 20 kΩ, bei 250 V: 60 kΩ, bei 250 V: 90 kΩ.

Die Grenzwerte sind:

Bereitschaftsspannung	$U_{b\,min}$	160 V
Katodenstrom	I_k	1,5···3 mA[4])

[1]) An der Hilfselektrode h muß der negative Pol der Zündspannung liegen.

[2]) bei N_p = 40 kW, t_p = 1 μs, f_p = 1 kHz

[3]) bei t_p = 1 μs, f_p = 1 kHz.

[4]) Im Interesse einer langen Lebensdauer sollte $I_k \leq 2{,}5$ mA sein.

Katodenspitzenstrom	$\hat{i}_{kmax}$	15 mA
Integrationszeit	$t_{\tau\,max}$	1 Periode

Bei Wechselstrombetrieb darf die Röhre in der negativen Halbwelle nicht zünden.

Die Röhre S 0,5/0,1 i V ist eine edelgasgefüllte Glühkatodenröhre mit Steuergitter und mit Schirmgitter, also eine Thyratrontetrode, die als Relaisröhre in elektronischen Zeitschaltern, in Zählanlagen, in Kontroll- und Meßeinrichtungen sowie für stabilisierte Gleichrichteranlagen verwendet wird. Die S 0,5/0,1 i V ist eine Miniaturröhre und entspricht dem internationalen Typ 5696. Sie ist indirekt geheizt (6,3 V, 0,15 A). Die Anheizzeit ist ≧10 s. Vor dem Ablauf der Anheizzeit darf die Röhre nicht belastet werden. Besser ist es, man wartet mindestens 20 s. Es ist auch zu



Die edelgasgefüllte Thyratrontetrode S 0,5/0,1 iV, WF Berlin

empfehlen, zunächst die Heizspannung, dann die Anodenspannung einzuschalten, und beim Ausschalten umgekehrt zu verfahren. Das Schirmgitter g_2 erhält entweder (über $R_{g2} \geqq 1\,k\Omega$) Katodenpotential oder auch positives oder negatives Potential, je nach Schaltung. Die Anodenzündspannung bei $U_{g1} = 0$ V und $U_{g2} = 0$ V beträgt 30 V, der innere Spannungsabfall bei Gleichstrombelastung U_i = 10 V.

Die wichtigsten Grenzwerte sind:

Anodenspannung, Scheitelwert	$\hat{u}_{a\,sperrmax}$	—500 V
steuerbare positive Anodenspannung, Scheitelwert	$\hat{u}_{amax}$	500 V
Katodenstrom, arithmetischer Mittelwert	$\bar{I}_{kmax}$	25 mA
Katodenspitzenstrom	$\hat{i}_{kmax}$	100 mA
negative Schirmgitterspannung, Scheitelwert,		
bei gelöschter Röhre	$-\hat{u}_{g2max}$	50 V
bei gezündeter Röhre	$-\hat{u}_{g2\,zmax}$	10 V
negative Steuergitterspannung, Scheitelwert,		
bei gelöschter Röhre	$-\hat{u}_{g1max}$	100 V
bei gezündeter Röhre	$-\hat{u}_{g1\,zmax}$	10 V
Schirmgitterstrom bei $t_{\tau\,g2max} = 30$ s	I_{g2max}	5 mA
Steuergitterstrom bei $t_{\tau\,g1max} = 30$ s	I_{g1max}	5 mA
Gitterwiderstand	R_{g1max}	10 MΩ
Integrationszeit	$t_{\tau\,max}$	30 s

Spannung zwischen Heizfaden und Katode	$\hat{u}_{f/+k\,max}$	100 V
	$\hat{u}_{+f/k\,max}$	25 V

An Halbleiterbauelementen hatte WF zwei neue Germanium-Golddrahtdioden, die Typen OA 647 und OA 666, in Allglasausführung für die Verwendung in elektronischen Rechenmaschinen ausgestellt. Masse: 0,5 g.

Statische Werte

bei Umgebungstemperatur t_a 25 °C —5 grd

		OA 647	OA 666
Durchlaßstrom bei $U_{AK} = 1$ V	I_{AK}	6	5 mA
Sperrstrom bei $U_{KA} = 10$ V	I_{KA}	40	8 μA
Sperrstrom bei $U_{KA} = 20$ V	I_{KA}		10 μA
Sperrstrom bei $U_{KA} = 40$ V	I_{KA}	1000	μA
Sperrstrom bei $U_{KA} = 60$ V	I_{KA}		70 μA

Grenzwerte

Sperrspannung	U_{KA}	25	60 V
Spitzenspannung (f = 25 Hz)	$\hat{u}_{kamax}$	35	90 V
Spitzendurchlaßstrom (f = 25 Hz)	$\hat{i}_{ak}$	30	150 mA
Stoßstrom (1 s, Pause 2 min)	$I_{AKM\,max}$	50	150 mA
Sperrschichttemperatur	t_{jmax}	100	100 °C
Sperrwiderstand bei $U_{KA} = 10$ V (f = 50 Hz, t = 55 °C)	r_{ka}		> 330 kΩ
Verlustleistung	N_{vmax}		100 mW

Sperrträgheit

Bei Anlegung einer symmetrischen Rechteckspannung = 50 Hz mit einer Flankensteilheit = 0,1 μs, eines Durchlaßstromes I_{AK} = 30 mA und einer Sperrspannung

		OA 647	OA 666
Sperrstrom (nach 0,5 μs)	I_{KA}	≦500	≦700 μA
Sperrstrom (nach 3,5 μs)	I_{KA}	≦ 80	≦ 90 μA



Germanium-Golddrahtdioden OA 647 und OA 666, WF Berlin ▲

● Als Neuheit wurden vom VEB HALBLEITERWERK FRANKFURT (ODER) die Germanium-Leistungstransistoren OC 835, 836, 837 und 838 herausgebracht. Diese Typen sind für eine Leistung von 4 W ausgelegt, wobei OC 835 und OC 836 für die NF-Technik und OC 837 sowie OC 838 für Schalteranwendung gedacht sind. Der Typ OC 836 wird auch als Pärchen geliefert. Bei der Spannung $-U_{CEmax} = 20$ V beträgt der Großsignalverstärkungsfaktor $\bar{\beta}$ für den OC 835 > 10 und für den OC 836 > 20. Der OC 837 ist für $-U_{CEmax} = 30$ V und der OC 838 für $-U_{CEmax} = 60$ V ausgelegt. Für beide Typen beträgt der Großsignalverstärkungsfaktor $\bar{\beta} > 20$. Über nähere Einzelheiten werden wir in der Reihe Halbleiterinformationen berichten.

● Erstmalig zur Leipziger Messe stellte die westdeutsche Firma E. VAN HAZEBROUCK K.-G., Frankfurt a. Main/Berlin, aus. Sie zeigte eine große Anzahl von Röhren und Halbleitern aus der Produktion von Telefunken.

BAUELEMENTE

● Der VEB ELEKTROGERÄTEWERK GORNSDORF stellte auf der diesjährigen Herbstmesse eine Neuheit und zwei Weiterentwicklungen aus.

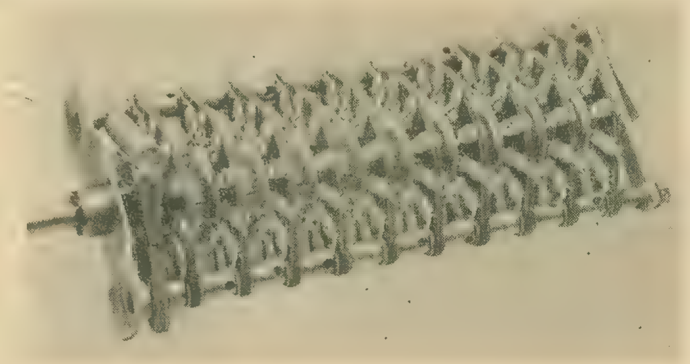
Im HF-Gebiet universell verwendbar ist der HF-Mehrstellenschalter aus Hartpapier, der bis zu zehn Kontaktebenen aufnehmen kann und eine vielseitige Kontaktanordnung aufweist. Der Mehrstellenschalter arbeitet nach dem Messerkontaktprinzip und garantiert durch Selbstreinigung die sichere Funktion im Einsatz.

Der Kleinstufenschalter nach TGL 10822, der bisher mit einem Kontaktring und mit zwei Kontaktringen ausgeführt war, ist um eine Ausführung mit drei Kontaktringen erweitert worden.

Weiterhin wurde eine Weiterentwicklung der Steckkontaktleisten gezeigt. Diese Steckkontaktleisten nach TGL 10395 sind um zwei Ausführungen erweitert worden. Hinzugekommen sind die 12- und 20 poligen Steckkontaktleisten.

● Der VEB WERK FÜR BAUELEMENTE DER NACHRICHTENTECHNIK „CARL VON OSSIETZKY", Teltow, zeigte zwei Neuentwicklungen und eine Weiterentwicklung von Kohleschichtwiderständen.

Zu den bisherigen Ausführungen der Schichtwiderstände ohne Kappe mit axialem Draht-

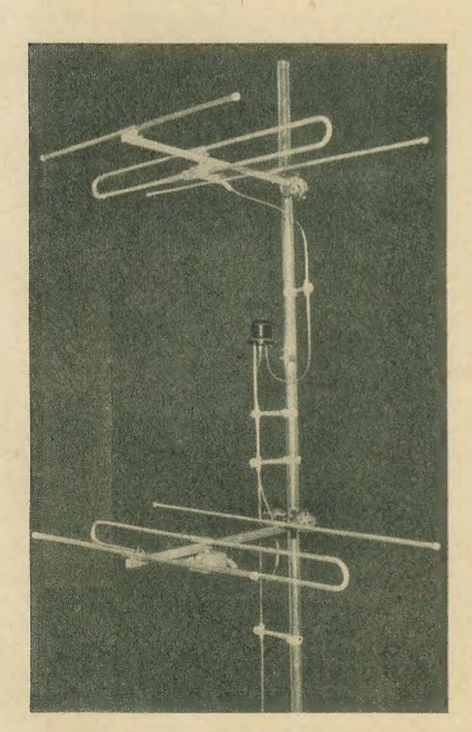


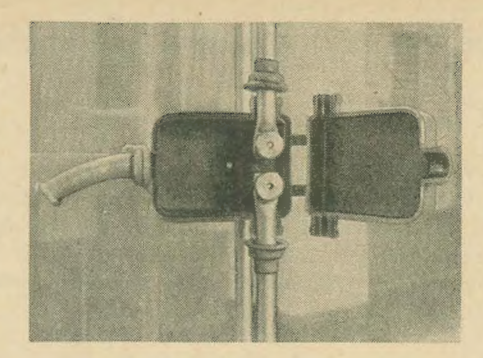
HF-Mehrstellenschalter, VEB Elektrogerätewerk Gornsdorf

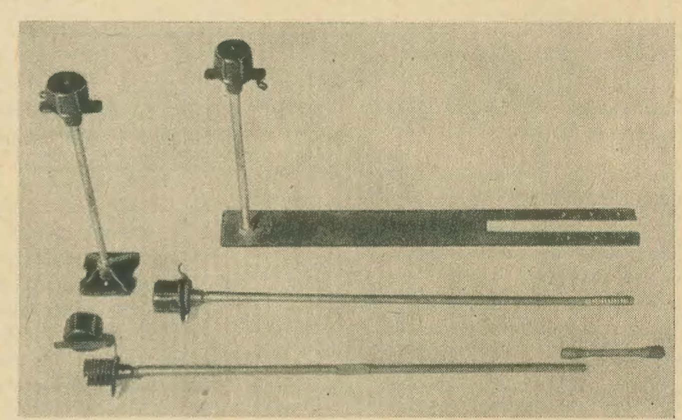
anschluß (0,25 W; 0,5 W und 1 W) ist die Ausführung für die Belastung 2 W hinzugekommen. Die höchstzulässige Spannung beträgt 1000 V bei Dauerbetrieb und 2500 V bei Kurzzeitbetrieb. Für die Toleranzgrenze ±20% betragen die Widerstandswerte 100 Ω bis 3,3 MΩ, für die Toleranzgrenze ±10% reichen die Werte bis 3,9 MΩ.
Zu der Reihe der Kohleschichtwiderstände mit Kappe und axialem Drahtanschluß ist die 0,125-W-Ausführung hinzugekommen. Die höchstzulässige Spannung beträgt bei Dauerbetrieb 250 V und bei Kurzzeitbetrieb 625 V. Die Widerstandswerte für die Toleranzgrenze 20% betragen bei diesem Typ 100 Ω bis 1,0 MΩ, für die Toleranzgrenze 10% 100 Ω bis 47 kΩ, wobei für diese Grenze eine Erweiterung der Werte bis 1,2 MΩ vorgesehen ist.
Als Weiterentwicklung seien die verkleinerten Abmessungen des Kohleschichtwiderstandes mit Kappe und axialem Drahtanschluß in 0,25-W-Ausführung genannt.

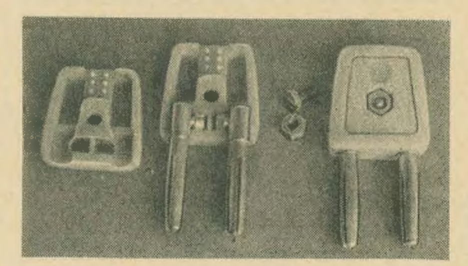
ANTENNEN

● Vom VEB ANTENNENWERKE BAD BLANKENBURG wurden auch zu dieser Messe einige Neuheiten ausgestellt. Zum Verbinden von Einebenen-Antennen für die Bänder I, II und III wurde ein Anpaßglied entwickelt. Der Vorteil liegt darin, daß man mit Hilfe dieses Anpaßgliedes und den normalen Einebenen-Antennen z. B. eine Zweiebenen-Antenne bei Bedarf montieren kann, ohne eine bisherige vormontierte Mehrebenen-Antenne zu verwenden. Die Entwicklung des Anpaßgliedes kann als eine Vervollständigung des Baukastenprinzips angesehen werden.
Weiterhin wurde eine neue Anschlußdose gezeigt. In den Innenraum soll in Zukunft im Bedarfsfalle ein Symmetrierglied eingebaut werden, so daß der bisherige für Mastmontage notwendige und zusätzliche Symmetrierübertrager entfallen kann.
Bei den gezeigten Stützisolatoren besitzen die Anschlüsse des Energiekabels gegenüber den früheren Isolatoren einen größeren Abstand zur Wand (150 mm, bisher 115 mm), so daß damit der Dämpfungseinfluß der Wand gemindert wird. Die Stützisolatoren wurden in vier Ausführungen gezeigt: in einer Ausführung für die Klebetechnik, in einer als Dachziegelstützen, in einer mit Holzschraubengewinde und in einer mit Schießdübel.
Ein neuer UKW-Stecker erlaubt durch seine Konstruktion gegenüber den bisherigen UKW-Steckern eine einfachere Montage. Der neue Stecker ist durch Lösen von zwei Schrauben zerlegt.

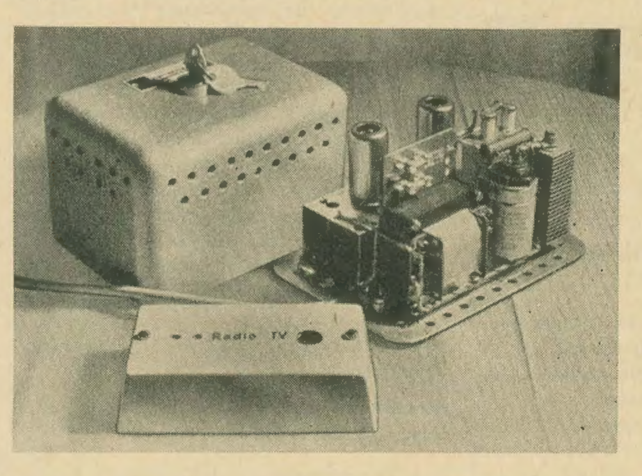

Anpaßglied, mit dem man Einebenantennen zu Mehrebenenantennen zusammenschalten kann; VEB Antennenwerke Bad Blankenburg


▲ Anschlußdose, kann Symmetrierglied aufnehmen; VEB Antennenwerk Bad Blankenburg


Stützisolatoren, ▶ links: Klebeausführung, oben: Dachziegelausführung, Mitte: Holzschraubenausführung, unten: Schießdübelausführung; VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

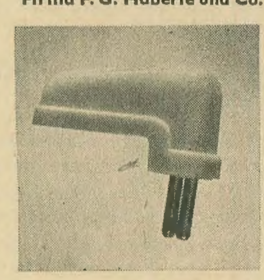

Leicht montierbarer UKW-Stecker, VEB Antennenwerke Bad Blankenburg ▼

● Von der FIRMA F. G. HÄBERLE & Co. wurde der Kombinations-FS-UKW-Verstärker TELUK 8 ausgestellt, der durch Anschluß an nur eine Antennenanlage bis zu acht Fernsehgeräte und acht UKW-Geräte versorgt. Dieser Verstärker ist besonders für Mehrfamilien-Wohnhäuser gedacht, in denen bereits eine Antennenanlage vorhanden ist. Neu hinzukommende Empfangsgeräte benötigen bei Verwendung von TELUK 8 keine zusätzlichen Antennen mehr. Die vielen bekannten Nachteile eines Antennenwaldes auf dem Dach entfallen damit. Die an den Verstärkereingang gelangenden FS- und UKW-Signale werden gleichzeitig verstärkt und gelangen vom Ausgang auf ein gemeinsames Koaxialkabel, das zu den einzelnen Wohnräumen geführt ist. Dort können FS-UKW-Signal in der Teilnehmeranschlußdose voneinander getrennt und den entsprechenden Empfangsgeräten zugeführt werden. Der Verstärker ist mit der ECC 88 bestückt und mit der schon von den Gemeinschaftsantennenverstärkern GV-F 2/4 bzw. GV-U 2/4 her bekannten Spannungskonstanthaltung versehen. Auf besonderen Wunsch kann TELUK 8 auch mit der Langlebensdauerröhre E 88 CC geliefert werden. Die Verstärkung beträgt 25 dB. Zu erwähnen wäre noch, daß der Ausgang auf zwei Ausgänge umschaltbar ist.
Weiterhin wurde der neue Impedanzwandler IW 3 gezeigt, der eine Transformation von 60 Ω auf 240 Ω vornimmt und für die Bänder I ··· III geeignet ist. Auffallend sind die geringen Abmessungen, die durch Einsatz eines Ferritkernes erreicht wurden.



◀ TV-UKW-Verstärker „TELUK 8" (unten: Teilnehmeranschlußdose in Aufputzausführung), Firma F. G. Häberle und Co.

Impedanzwandler „IW 3", Firma F. G. Häberle und Co.



Fachtagung Messen und Prüfen von Halbleiterbauelementen

Am 30. und 31. August 1962 fand in Weimar eine Tagung statt, die von der Kammer der Technik, Fachvorstand Elektrotechnik des Bezirkes Gera, und des Institutes für Halbleitertechnik Teltow veranstaltet wurde.
Nach Begrüßung der Tagungsteilnehmer durch den Vorsitzenden des Fachverbandes Elektrotechnik, Dipl.-Ing. Günther, Jena, wurde die Fachtagung durch Prof. Dr. Falter, IHT Teltow, eröffnet. Nachstehend wird eine kurze Inhaltsangabe der einzelnen Referate wiedergegeben. Wir machen unsere Leser darauf aufmerksam, daß die Referate in der ungekürzten Form in der „Nachrichtentechnik“ Heft 1 (1963) veröffentlicht werden.

Dr.-Ing. R. Paul, TU Dresden

Kenndaten von Transistoren und ihre Messung

Die Kenndaten, unter denen man bestimmte, definitiv festgelegte Zusammenhänge für einen Betriebszustand versteht, lassen sich in Kenn- und Betriebsgrößen unterteilen.
Erstere hängen nur vom Transistor, letztere auch von der ihn umgebenden Schaltung ab. Kenngrößen haben zudem den Vorteil, daß durch ihre Definition das Meßprinzip festliegt.
Im Referat wurden die wichtigsten Kenndaten des Transistors und ihre Messung erläutert. Sie gruppieren sich in

a) statische, den Kennlinienfeldern entnehmbare Daten,

b) thermische Daten, zu denen die Sperrschichttemperatur, der thermische Innenwiderstand und die thermische Zeitkonstante gehören,

c) dynamische, nach Klein- und Großsignalaussteuerung unterschiedene Daten. Zu dieser Gruppe sind auch Grenzfrequenzen und Ersatzschaltelemente zu zählen. Eine Sondergruppe dynamischer Werte sind Impulskenndaten,

d) Daten, die das Rauschverhalten kennzeichnen.

Dipl.-Ing. Parnow, Institut für Halbleitertechnik, Teltow

Spezielle Hochfrequenzmessungen an Transistoren

In dem Vortrag wurden verschiedene Meßschaltungen zur Bestimmung der komplexen y-Parameter in einem Frequenzbereich von 100 kHz ··· 30 MHz beschrieben und erläutert. Von den Meßbedingungen der y-Parameter ausgehend wurde der Aufbau und die Wirkungsweise der einzelnen Schaltungen erklärt. Eine Gegenüberstellung von direktanzeigenden Verfahren und Brückenverfahren ergab, daß letztere wohl in ihrer Meßgenauigkeit besser sind, aber in ihrer Handhabung komplizierter als direktanzeigende Verfahren. Der letzte Faktor ist für die Anwendung von Meßverfahren in der Serienproduktion ausschlaggebend.
Weiterhin wurden noch zwei Schaltungen besprochen, die die Messung der Frequenz f_1 und der Grenzfrequenz f_α erlauben. Es wurde auf die Fehler eingegangen, die den Schaltungen prinzipbedingt anhaften. Zum Schluß wurde kurz der Koaxialkompensator als einziges Transistormeßgerät für Frequenzen > 50 MHz behandelt.

Dipl.-Ing. Kleiner, VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Die Transistorkennwerte für die Verstärker in der Übertragungstechnik und ihre Messung

In diesem Vortrag wurde über eine Reihe von Messungen an Transistoren berichtet, die in der Übertragungstechnik zur Ermittlung der wichtigsten Kennwerte und zur statistischen Ermittlung der Streuungen der Parameter und der Zuverlässigkeit durchgeführt wurden. Die Meßverfahren unter Verwendung der bekannten Pegelmeßplätze wurden beschrieben und dabei die Frage der zweckmäßigen Kennwerte behandelt. Für den Entwicklungsingenieur ist als Grundlage für die Schaltungsberechnung die Angabe der Elemente eines Ersatzschaltbildes notwendig. Es wurde vorgeschlagen, das Ersatzschaltbild von *Giacoletto* zu verwenden. Die Ermittlung der Elemente erfolgt aus der Messung der h- bzw. y-Parameter, wobei den letzteren aus meßtechnischen Gründen der Vorzug zu geben ist. Die Messung der h-Parameter liefert die wichtigsten NF-Grundgrößen. An einem Beispiel wurde die Auswertung von Reihenmessungen vorgenommen und gezeigt, wie eine gelenkte Technologie die für die Anwendungsindustrie notwendigen Verteilungskurven und engen Streubereiche sicherstellt, wodurch die Notwendigkeit für viele Messungen beim Hersteller und Anwender entfällt. Auf die Bedeutung der Wiederholung zur Ermittlung der zeitlichen Konstanz wurde hingewiesen, da eine garantierte Zuverlässigkeit die Voraussetzung für den kommerziellen Einsatz ist.

Ing. Faßbender, VEB Halbleiterwerk, Frankfurt/Oder

Messungen in der Fertigung von Halbleiterbauelementen

Zur Charakterisierung elektronischer Bauelemente wurden diese entsprechend ihrer physikalischen Eigenart und ihrer praktischen Anwendung außer definierten mechanischen Abmessungen durch elektrische Kennwerte (und Kenngrößen) unter bestimmten Bedingungen beschrieben. Die Bestimmung der elektrischen Größen elektronischer Bauelemente müssen nach deren Herstellung in den meisten Fällen durch Messungen vorgenommen werden bzw. die durch die Konstruktion vorgegebenen Werte müssen auf Einhaltung kontrolliert werden.
Es wurde gezeigt, daß sich die Messung von Halbleiterbauelementen, namentlich bei der Produktion, entscheidend von der Messung anderer elektronischer Bauelemente unterscheidet. Dies hat einerseits seine Ursachen in den außerordentlich großen Streubereichen der Kenngrößen und der damit verbundenen Typisierung. Zum anderen erschwert die Tatsache, daß die meisten Übertragungskenngrößen dieser Bauelemente komplex sind, die Messungen außerordentlich. Man erkennt also, daß die Produktionsauflage einer Halbleiterfabrik ganz wesentlich vom Meßgeräteniveau dieses Betriebes und im speziellen vom Stand der Automatisierung der gesamten Vor- und Endmessung abhängt. Die erste Voraussetzung für eine derart umfangreiche Aufgabe, wie die dieser Automation, ist jedoch ein festumrissenes, für eine gewisse Mindestzeit unabänderbares Meßprogramm. Darin müssen die meisten, für die Anwendung der jeweiligen Type wichtigen Kennwerte unter Berücksichtigung ihrer Streubreiten und dem damit verbundenen Grad der Notwendigkeit der jeweiligen Messung verankert sein.

Dipl.-Ing. Tilgner, Akademie der Wissenschaften, Institut für Meß- und Prüftechnik Berlin

Entwurf und Aufbau eines Transistor-Meß- und Sortierautomaten

Transistorprüfautomaten werden zur Qualitätskontrolle und Klassifizierung der Transistoren in der Massenproduktion und für die Bauelemententwicklung und Lebensdaueruntersuchungen gebraucht. Es wurde ein Automat beschrieben, der NF-Transistoren kleinerer Leistung (150 mW) bei einer Kapazität von etwa 1000 Stück/h prüft und nach Typen und Ausschußursachen sortiert. Es sind maximal 28 Ja-Nein-Messungen und 36 Typen einschließlich Ausschuß möglich.
Folgende Größen werden geprüft:
Restströme, Sperrspannungen, Gleichstromverstärkung, Steuerspannung, Kollektorrestspannung, h'-Parameter, Grenzfrequenz und der Rauschfaktor.
Die Meßgenauigkeit der statischen Messungen ist besser als $\pm 1\%$, der dynamischen Messungen besser als $\pm 2\%$ und der Rauschfaktormessung besser als 10%.
Die Arbeitspunkte und Grenzwerte der einzelnen Meßkreise sind einstellbar. Änderungen des Meß- und Soirtierprogrammes sind leicht durchführbar.
Die Bestückung des Automaten erfolgt bei der runden Bauform halbautomatisch. Die eingegebenen und sortierten Transistoren werden durch Zählwerke registriert. Weiterhin ist eine umfangreiche automatische Selbstkontrolle vorgesehen. Bei Unstimmigkeiten wird der Automat abgeschaltet und die defekte Baueinheit durch Aufleuchten einer Lampe gekennzeichnet.

Dipl.-Ing. Gahlow, VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin

Kenndaten von Dioden und ihre Messung unter besonderer Berücksichtigung von Impulsmessungen

Ausgehend von einer Klassifizierung der Halbleiterdioden wurden für die einzelnen Diodengruppen Hauptparameter angegeben, die meßtechnisch erfaßt werden müssen. Besonders wurde dabei auf dynamische Meßmethoden, die auf dem Kleinsignal- und Großsignalbetrieb beruhen, eingegangen.
Bei Universaldioden wurden für den Typ OA 685 Mittelwertskennlinien und Streubereiche bei verschiedenen Temperaturen (—10 °C, 25 °C, 60 °C) veröffentlicht. Zusätzlich wurden Diagramme über die Verteilung der Stromwerte über den Streubereich bei verschiedenen Spannungen angegeben.
Bei Zenerdioden wurde eine auf dem Kleinsignalbetrieb beruhende Meßschaltung zur Bestimmung des differentiellen Widerstandes erläutert. Für Kapazitätsvariationsdioden wurden Meßschaltungen für die Bestimmung der Sperrschichtkapazität und des Bahnwiderstandes angegeben und diskutiert.
Bei Schaltdioden wurde eine Apparatur zur Bestimmung der Sperrträgheit und Durchlaßträgheit beschrieben. Außerdem wurden die Ergebnisse der Untersuchungen einer bestimmten Anzahl von Schaltdioden von verschiedenen Parametern angeführt und diskutiert.

Dipl.-Ing. Windel, Institut für Halbleitertechnik, Teltow

Kenndaten von Höchstfrequenzdioden und ihre Messung

In dem Vortrag konnte infolge der Kürze der Zeit nicht auf die Besonderheiten aller Arten der Höchstfrequenzdioden eingegangen werden, obwohl Tunnel-, Backwards-, Varactor- und Mikrowellenschaltdioden in den letzten Jahren recht erfolgreich als rauscharme Ab- und Aufwärts-Konverter bzw. Verstärker oder auch als schnelle Schalter bzw. Pulsmodulatoren bis ins GHz-Gebiet angewendet werden.
Die konventionellen Spitzendioden wurden in Richt-, Video- und Mischdioden gegliedert und deren hauptsächlichste Betriebskenngrößen definiert. Ein kurzer Überblick über die meßtechnischen Erfassungen, sowie über die im IHT gebauten kombinierten Meßplätze bis $\lambda = 3{,}2$ und 7,5 cm, mit denen diese Kenngrößen gemessen werden können, wurde gegeben.
In einer bereits eingereichten Techn. Mitteilung des IHT (D 5) wird auf die angesprochenen Probleme etwas ausführlicher eingegangen.

Dipl.-Ing. Kronberg, TU-Dresden

Kenndaten von Gleichrichtern und ihre Messung

Es wurden die Kennlinien der Ge- und Si-Gleichrichter und ihre Messung beschrieben.
Die Gleichrichterverluste und die Ableitung der Verlustwärme, die Messung der thermischen Kenngrößen und ihre Bedeutung wurden erläutert. Aus den thermischen Eigenschaften der Kristallgleichrichter wurde die Belastbarkeit und Überlastbarkeit der Ventile abgeleitet.

Dipl.-Phys. Naumann, VEB Carl Zeiss Jena

Eigenschaften von Silizium-Fotoelementen und ihre Messung

Nach einer einleitenden Darlegung der Wirkungsweise der Silizium-Fotoelemente und ihres Aufbaues wurden das Ersatzschaltbild und die Kennliniengleichung angegeben. An Hand derselben wurden die wichtigsten Kenndaten und ihre Messung erläutert.
Silizium-Fotoelemente sind fotoelektronische Bauelemente, die bei Belichtung eine elektrische Leistung abgeben. Bekannt ist der Aufbau von Solarbatterien aus Siliziumfotoelementen. Aus Ersatzschaltbild und Kennliniengleichung ergibt sich das Verhalten von Fotostrom und Fotospannung. Der Kurzschlußfotostrom zeigt einen linearen Anstieg mit der Beleuchtungsstärke und ist kaum temperaturabhängig. Die Leerlauffotospannung steigt logarithmisch zur Beleuchtungsstärke an und ist stark temperaturabhängig. Die Leistung eines Silizium-Fotoelementes läßt sich aus der Stromspannungskennlinie ermitteln. Das Maximum der spektralen Empfindlichkeit der Silizium-Fotoelemente liegt im nahen Infrarot bei etwa 800 nm.

Dipl.-Phys. Schleicher, VEB Keramische Werke Hermsdorf

Prüf- und Meßverfahren für temperatur- und spannungsabhängige Widerstände

Bei der Angabe von Katalogdaten für temperatur- und spannungsabhängige Widerstände wurde die Gültigkeit der Näherungsbeziehungen $R \; x \; a \cdot e^{b/T}$ bzw. $U = C \cdot I^{\beta}$ vorausgesetzt. Die dabei auftretenden Fehler und die für genaue Messungen erforderlichen Korrekturen wurden diskutiert.

Fachbücher

O. Morgenroth

Funktechnische Bauelemente

Teil I: Widerstände und Kondensatoren

Band 23 der Reihe „Der praktische Funkamateur"

Verlag Sport und Technik, Neuenhagen b. Berlin, 1961

111 Seiten, 45 Bilder, 1,90 DM

Diese Broschüre dürfte umstritten sein; keinesfalls gehört sie zu den stärksten Werken des erfahrenen Kurzwellenamateurs Morgenroth, dem so mancher Neuling viele gute Ratschläge und Winke für seine Station verdankt. Denn bei genauer Durchsicht der Broschüre stellt man fest, daß sie im großen und ganzen die Betriebsanweisungen und Prospekte der Bauelementebetriebe enthält. Allerdings hat der Amateur kaum Gelegenheit, diese so gesammelt für einen geringen Preis zu erhalten. Für den Anfänger ist die Broschüre recht lehrreich — und darin besteht ihr Wert.
Auf einige Unrichtigkeiten sei hingewiesen. Ungewendelte Schichtwiderstände besitzen zwar eine geringere Selbstinduktion als gewendelte Typen, die Kapazität bleibt von der Wendelung jedoch unbeeinflußt (im Gegensatz zu der Behauptung auf S. 12). Bei den Schichtdrehwiderständen fehlt der wichtige Hinweis, daß diese niemals als Gitterableitwiderstände dienen sollen, wenn man nicht Kratzgeräusche bei Betätigen des Reglers in Kauf nehmen will. Ein Satz auf S. 52 bleibt völlig unverständlich: „Feuchtigkeit vermag ebenfalls die Kapazität des Kondensators zu beeinflussen, und zwar (!) weil der Isolationswiderstand herabgesetzt wird." Bei der Angabe des Isolationswiderstandes von Papierkondensatoren (S. 57) stehen zwei Werte hintereinander (100 und 1 GΩ), so daß sich der Leser das Gewünschte aussuchen kann . . . Die Behauptung auf S. 89 „ähnlich wie beim Metallpapierkondensator regeneriert sich der Elektrolytkondensator nach einem Durchschlag selbsttätig" dürfte hoffentlich beim Leser auf Zweifel stoßen — denn sie trifft nur sehr bedingt zu.
Kleinigkeiten, gewiß. Bei einer Neuauflage lassen sie sich mühelos korrigieren. Jedoch die Art der Kleinigkeiten führt den Fachmann zu der Vermutung, daß sich der Autor vielleicht doch zu eng an die Firmenunterlagen hielt, statt aus seinen reichen Erfahrungen zu schöpfen. Schade, denn von O. Morgenroth hätte man mehr erwartet.

Streng

Horst Hille

Fernsehen leicht verständlich

5. Auflage

VEB Fachbuchverlag Leipzig, 1961

275 Seiten, 253 Bilder, Halbleinen 5,50 DM

In radio und fernsehen 1 (1961) besprachen wir die 4., verbesserte und erweiterte Auflage dieses Buches, die ebenso wie ihre Vorgänger rasch vergriffen war, so daß die vorliegende 5. Auflage nötig wurde. Sie präsentiert sich in einem neuen, farbenfreudigen Einband. Von der strengen Einteilung in Kapitel ist man abgegangen und konnte dementsprechend auch das Satzbild der Seiten, die Überschriften aufweisen, gefälliger gestalten. Die Schaltungen wurden auf die z. Z. gültigen Schaltsymbole umgezeichnet. Der Verfasser hat im Text wiederum die ständig fortschreitende Entwicklung auf dem Gebiet des Fernsehens berücksichtigt. So findet der Leser z. B. auf S. 166 eine kurze Erläuterung des BAS-Signals. Auf S. 256 wird kurz auf „Fernsehen beim Weltraumflug" eingegangen; auf S. 264 weist der Autor auf die 59-cm-Röhre hin.
Alles in allem kann auch diese Auflage allen Fernsehteilnehmern und solchen, die es werden wollen, warm empfohlen werden.

Sutaner